ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO IV - SETTEMBRE - OTTOBRE 1955 - NUMERO 5 - L. 300

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (955)

ELETTRONICA

SETTEMBRE
OTTOBRE 1955

DA PAGINA 193
A PAGINA 240

RIVISTA BIMESTRALE

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI II - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Sommario:

La nostra copertina mostra un'antenna realizzata con elementi irradianti di nuovo tipo, studiati allo scopo di ottenere una notevole larghezza di banda.
La struttura interna degli elementi viene descritta nel presente numero.
L'antenna, costruita nel laboratorio della RAI per il 4° e 5° canale di televisione, presenta un rapporto di onde stazionarie inferiore ad 1,01 per il 4° canale e ad 1,04 per il 5°. Essa è costituita da due elementi alimentati in fase davanti ad un piano riflettente. Attualmente si trova in funzione negli impianti della RAI.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA" COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)
ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

NUOVO TIPO DI ANTENNA A LARGA BANDA

Dott. Ing. GIULIO PAOLO PACINI
della R. A. I.

SOMMARIO - Viene presentato un nuovo tipo di elemento radiante a larga banda che ha la proprietà di conservare tale caratteristica anche nella composizione di sistemi a maggior guadagno. La grande larghezza di banda è ottenuta partendo da quei principi che conferiscono al dipolo ripiegato una maggior larghezza di banda nei confronti del dipolo semplice ed introducendo un concetto con il quale ci si propone di modificare le circostanze che limitano la larghezza di banda del dipolo ripiegato. Premesso un breve studio preliminare sul funzionamento di quest'ultimo, si espongono successivamente i criteri che hanno condotto alla realizzazione dell'elemento radiante a larga banda, di cui vengono presentati i risultati. Si passa quindi alla descrizione di sistemi a più elementi dello stesso tipo che consentono di ottenere guadagni più elevati pur conservando la larghezza di banda. Alcune di queste antenne attualmente in funzione negli impianti della RAI, vengono descritte nel loro aspetto costruttivo e nei risultati. L'articolo è completato da una appendice in cui sono presentati alcuni risultati ottenuti da una serie di misure sul comportamento del dipolo semplice, con particolare riferimento a quelli che rivestono un diretto interesse per l'esposizione del presente studio.

1. Introduzione.

Le esigenze della televisione e della radiofonia richiedono sistemi radianti con guadagni elevati e a larga banda, qualità che sono spesso in contrasto fra loro.

La larghezza di banda richiesta dalla televisione per un'alta definizione è dell'ordine del 5 ÷ 10% in rapporto al valore della frequenza portante. Una curva di risposta dell'antenna che attenua le frequenze superiori della banda dà luogo a perdita di dettaglio e quindi ad una immagine di scadente qualità. Inoltre, se l'impedenza dell'antenna trasmittente non è adattata all'impedenza caratteristica del cavo di alimentazione per tutte le frequenze comprese nella banda di trasmissione, si ha riflessione di energia sulla linea, il che si traduce in perdita di potenza con possibile formazione di doppie immagini o apparente perdita di dettaglio a seconda della lunghezza del cavo.

Nei riguardi della radiofonia, l'interesse di avere antenne a larga banda deriva dal fatto che la tendenza odierna è quella di mandare i tre diversi programmi radiofonici dei rispettivi trasmettitori a modulazione di frequenza su un'unica antenna attraverso filtri di combinazione, il che è possibile soltanto mediante l'impiego di antenne capaci di coprire l'intera banda a M.F. (88 ÷ 100 MHz) col minimo di riflessione.

L'interesse di ottenere sistemi che rispondano a queste caratteristiche ha portato allo studio di elementi radianti a larga banda, che conservino questa proprietà anche nella composizione di sistemi a forte guadagno.

Il presente lavoro ha lo scopo di illustrare alcuni tipi di antenne che conseguono questi risultati, come è stato verificato sperimentalmente.

L'elemento base a larga banda è stato ideato partendo da alcune considerazioni sul funzionamento del dipolo ripiegato. È pertanto conveniente esaminare dapprima il funzionamento del dipolo ripiegato e vedere come si differenzia dal dipolo semplice nei riguardi della larghezza di banda.

2. Studio sul funzionamento del dipolo ripiegato.

Si fa riferimento in quanto segue ad un dipolo ripiegato avente l'elemento ausiliario dello stesso diametro dell'elemento alimentato: ciò non toglie nulla di generale alla trattazione.

Inoltre si semplifica lo studio tagliando il dipolo a metà con un piano di terra e alimentandolo come indicato in figura 1 *b*. Con ciò il suo comportamento rimane esattamente identico a quello del dipolo ripiegato intero, ad eccezione del fatto che tutti i valori di impedenza risultano divisi per metà.

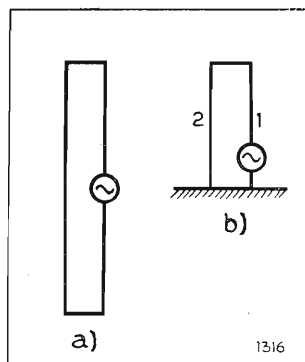



Fig. 1. — Dipolo ripiegato tagliato a metà con un piano di terra. L'andamento di impedenza rimane inalterato, ad eccezione del fatto che tutti i valori di impedenza risultano dimezzati.

Per trovare la distribuzione di corrente su questa antenna e in particolare il valore della corrente ai morsetti di alimentazione, si farà ricorso ad un artificio che, oltre a permettere una soluzione rapida del problema, metterà in evidenza il doppio comportamento del sistema come antenna e come linea: si sostituisce il generatore di figura 1 con quattro generatori di impedenza interna nulla, collegati come nella figura 2. Si suppone che la loro f. e.m. sia uguale ad E, nella stessa fase e di frequenza tale per cui il complesso risulti di lunghezza prossima al quarto d'onda. Si vede che i generatori sull'elemento 2 sono in opposizione, per cui, per quel che riguarda la tensione impressa, l'elemento 2 è a massa, mentre l'elemento 1 è al potenziale $2E$. Con ciò la figura 2 è equivalente alla figura 1 *b*. Il problema risulta così semplificato, perchè è facile determinare il valore di corrente prodotta dai singoli generatori e, mediante il principio di sovrapposizione, determinare il valore di corrente totale in ogni punto e in particolare ai morsetti di alimentazione.

Si supponga in un primo tempo che vi sia tensione solo ai generatori superiori (fig. 3 *a*). In queste condizioni il sistema si comporta come due semidipoli semplici collegati in punti di egual potenziale. Tale collegamento non mette in circolazione corrente, pertanto

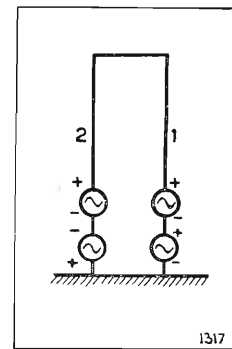



Fig. 2. — Semidipolo ripiegato in cui al generatore ne vengono sostituiti quattro, dei quali due in opposizione e due in serie: la sostituzione semplifica lo studio del suo funzionamento e ne mette in evidenza il doppio comportamento come antenna e come linea.

il sistema si comporta come due semidipoli semplici vicini e alimentati alla stessa tensione. (Si suppone sempre che la distanza tra i due elementi sia una frazione piccola della lunghezza d'onda). La corrente ha la stessa distribuzione del radiatore semplice, ossia un ventre ai morsetti di alimentazione.

Il valore di questa corrente, che per ragioni di simmetria è uguale sui due rami, si determina tenendo conto dell'impedenza mutua tra i due radiatori. Indicando con Z_R l'impedenza del radiatore 1 ($Z_R \cong 70$ ohm per il dipolo semplice; 35 ohm per il semidipolo considerato) e con Z_m la impedenza mutua, si ha: $E = Z_R I_a + Z_m I_a$; ed essendo $Z_m \cong Z_R$, a causa della trascurabile distanza tra i due elementi, risulta: $I_a = \frac{E}{2 Z_R}$. Questa corrente la chiameremo: « corrente di antenna ».

Si supponga ora di avere tensione solo ai due generatori più bassi (fig. 3 *b*). Poichè in questo caso i due generatori posti in serie alimentano una linea prossima al quarto d'onda cortocircuitata all'estremo, si avrà la nota distribuzione di corrente con un nodo al generatore. Chiameremo questa: « corrente di linea ». Il valore di questa corrente ai morsetti è $I_L = \frac{2E}{j X_L}$, ove con X_L si è indicata la reattanza di ingresso della linea. Tale corrente, in condizioni prossime al quarto d'onda, risulta molto piccola e comunque trascurabile rispetto alla corrente di irradiazione.

Se ora si sovrappongono i due casi considerati (fig. 2), si vede che la tensione impressa all'elemento 1 vale $2E$, mentre la corrente totale entrante risulta uguale a $\frac{E}{2 Z_R} + \frac{2E}{j X_L}$. Perciò la impedenza di ingresso del sistema ha il valore

$$[1] \qquad Z_i = \frac{2E}{\frac{1}{2}\frac{E}{Z_R} + \frac{2E}{j X_L}} = \frac{1}{\frac{1}{4 Z_R} + \frac{1}{j X_L}} .$$

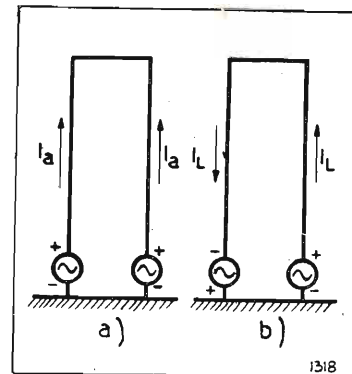



Fig. 3. — Rappresentazione del semidipolo ripiegato nel suo doppio comportamento di antenna e di linea.

Nel caso particolare della risonanza risulta $X_L = \infty$, e la [1] diventa $Z_L = 4 Z_R$. Si ritrova così il noto risultato: l'impedenza di ingresso del dipolo ripiegato, ove i due elementi siano dello stesso diametro, è 4 volte maggiore di quella del dipolo semplice.

L'interesse maggiore della [1] però risiede nel fatto che da essa risulta come l'impedenza di ingresso del dipolo ripiegato sia costituita dall'impedenza $4 Z_R$ in parallelo alla reattanza dello « stub ». Questo fatto rende ragione della maggior larghezza di banda del dipolo ripiegato nei confronti del dipolo semplice. Per rendersi conto di ciò converrà considerare frequenze diverse da quella di risonanza. Per frequenze inferiori, il sistema funzionante come antenna (fig. 3 *a*) risulta più corto e i generatori superiori sono chiamati ad erogare una corrente capacitiva nell'elemento 1 e di modulo minore del precedente; mentre il sistema linea (fig. 3 *b*), che pure è più corto, costringe i generatori inferiori ad erogare una corrente induttiva e non più piccolissima, perchè il nodo si è spostato rispetto al generatore. Complessivamente nell'elemento 1 si ha quindi la somma di queste due correnti che variano con la frequenza in maniera opposta; somma che tende a rimanere costante in modulo e in fase con la tensione impressa per una banda di frequenza maggiore che per il dipolo semplice. Analogamente per frequenze superiori a quella di risonanza.

3. Considerazioni sulla larghezza di banda del dipolo ripiegato.

La teoria svolta nel precedente paragrafo è confermata sperimentalmente dal fatto che, togliendo dalla ammettenza di ingresso del dipolo ripiegato la suscettanza introdotta dalla parte linea, si viene ad ottenere un andamento di ammettenza uguale a quello del dipolo semplice.

La misura è stata eseguita per un semidipolo ripiegato alimentato tra un estremo e il piano di terra, delle seguenti dimensioni: $L = 655$ mm; $d = 14$ mm; $D = 41$ mm (fig. 4). La curva a tratto pieno, che si è ricavata dalla misura diretta detratta delle capacità terminali (vedere Appendice), rappresenta la impedenza di ingresso dell'antenna.

L'impedenza a cui è riferita la carta di Smith è di 240 ohm. Alla risonanza questa antenna presenta un'impedenza di 133 ohm (266 ohm per l'antenna intera). La curva tratteggiata si è ricavata dalla precedente togliendo dalla corrispondente curva di ammettenza, la suscettanza $Y_P = 1/[j R_C \operatorname{tg}(2\pi L/\lambda)]$ introdotta dall'equivalente « stub » in parallelo al sistema antenna.

La grandezza $R_C = 276 \lg(2 D{:}d)$ rappresenta l'impedenza caratteristica della linea che costituisce questo stub fittizio. Nel caso considerato $R_C = 210$ ohm.

Se si riferisce la carta di impedenza della figura 4 ad una impedenza quattro volte più piccola, questa curva coincide con la curva ricavata dalla misura diretta eseguita su un semidipolo semplice di dimensioni equivalenti, a cui sia stato tolto il contributo delle capacità terminali. Si vede dunque che, rispetto alla curva del dipolo semplice, la curva del dipolo ripiegato si accartoccia, per così dire, attorno al punto di risonanza dello stub fittizio, punto in cui l'ammettenza di quest'ultimo è nulla. Nell'intorno di questo punto, la curva si avvicina all'asse reale poichè lo stub presenta reattanze induttive o capacitive rispettivamente per frequenze minori o maggiori della risonanza, contrariamente a quanto avviene per l'an-

tenna. Questo risultato conferma le ipotesi fatte.

Un esame della figura 4 porta a due osservazioni:

I) la frequenza nell'intorno della quale avviene la compensazione, non coincide con la frequenza di risonanza dell'antenna;

II) l'entità della compensazione è alquanto limitata.

Esaminiamo separatamente queste due circostanze, dalla considerazione delle quali sarà possibile migliorare le caratteristiche di banda.

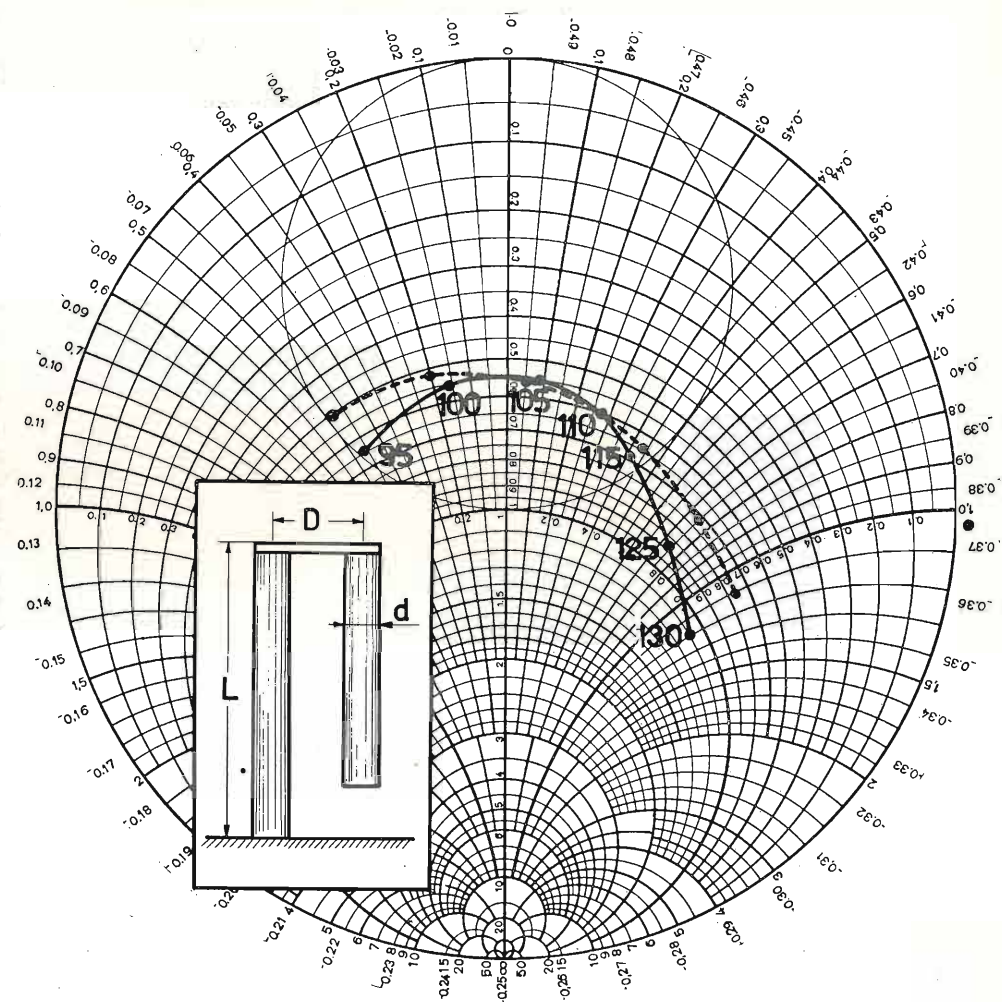
Fig. 4. — Curva di impedenza di un dipolo ripiegato: dalla misura è stato detratto l'effetto delle capacità terminali. La curva tratteggiata è ricavata dalla precedente, togliendo dalla corrispondente curva di ammettenza, la suscettanza introdotta dallo stub equivalente in parallelo al sistema antenna. Essa ha un andamento uguale a quella del corrispondente dipolo semplice cui sia stato detratto l'effetto delle capacità terminali.

Come è noto un dipolo presenta alla frequenza per cui è $\lambda/4$, una componente induttiva pari a circa 42 ohm per cui, volendolo portare alla risonanza, lo si dovrà accorciare del 3 ÷ 10% della sua lunghezza in relazione al rapporto diametro/lunghezza.

Un analogo accorciamento è richiesto naturalmente anche per il dipolo ripiegato per il quale, anzi, l'accorciamento è maggiore di un ammontare circa pari alla distanza tra i due elementi; ma in questo caso accorciando l'antenna si viene ad accorciare pure lo stub ad essa in parallelo, per cui, mentre l'antenna va in risonanza, lo stub viene disintonizzato, ovvero va a risuonare su una frequenza più elevata. Per portare a coincidere il punto di compensazione col punto di risonanza dell'antenna, bisognerebbe allungare lo stub senza però allungare l'antenna.

In quanto al secondo punto, è chiaro che l'ammontare della compensazione cresce, fino a un certo limite, col crescere della suscettanza posta in parallelo all'antenna, ovvero col crescere dell'ammettenza caratteristica dello stub. Per aumentare la larghezza di banda del dipolo ripiegato, si dovrà quindi rendere piccola l'impedenza caratteristica della linea costituita dai due elementi del dipolo, ovvero rendere piccolo il rapporto D/d tra distanza e diametro degli elementi.

A titolo indicativo viene mostrato nella figura 5 l'andamento teorico della compensazione della curva di impedenza di un dipolo (curva 1), fatta mediante stub, sintonizzato con l'antenna, di impedenza caratteristica decrescente passando dalla curva 2 alla curva 4. Si vede che, diminuendo il valore di questa impedenza caratteristica, la compensazione migliora, ossia la larghezza di banda dell'antenna aumenta perchè la curva forma un cappio nell'intorno della risonanza; ma ciò fino ad un certo limite, oltre il quale le cose peggiorano perchè il cappio si strozza e la curva viene stirata in senso opposto (curva 4).

È facile verificare però che l'impedenza caratteristica costituita da due conduttori cilindrici paralleli non può scendere al disotto di un centinaio di ohm, e ciò costituisce un limite di bontà del dipolo ripiegato nei confronti della larghezza di banda. La compensazione fatta con questo tipo di linea non può superare di molto quella rappresentata dalla curva 2 della figura 5.

4. Criteri per la realizzazione di un sistema a larga banda.

Si vuole pertanto esaminare la possibilità di migliorare le caratteristiche del dipolo ripiegato, svincolan-

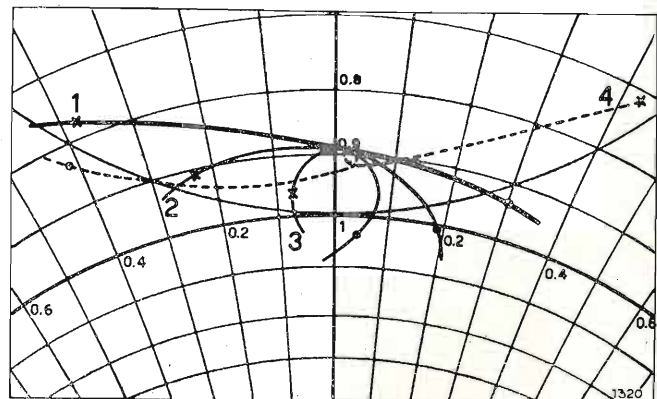



Fig. 5. — Compensazione della curva di impedenza di un dipolo (¹), mediante stub sintonizzato con l'antenna, di impedenza caratteristica decrescente dalla curva 2 alla curva 4.

doci dalla sua forma costruttiva tradizionale. Ci si propone dunque di:

1) portare a coincidere il punto di risonanza dell'antenna col punto di risonanza dello stub, allungando quest'ultimo;

2) diminuire, entro i limiti considerati, l'impedenza caratteristica dello stub cambiando il tipo di linea.

Sono state realizzate, durante la fase sperimentale di questo studio, due tipi di antenne che attuano le condizioni proposte. Il primo tipo, che rappresenta il termine di passaggio tra il dipolo ripiegato e l'antenna oggetto di questo studio, non può garantire, per la sua struttura meccanica, un sicuro funzionamento alle alterne vicende atmosferiche; perciò verrà preso in considerazione solo per un breve esame, il cui interesse risiede nella conferma delle ipotesi di partenza.

Il concetto su cui è basato è il seguente: introducendo del dielettrico tra i conduttori della linea, la sua lunghezza elettrica L_e aumenta rispetto alla sua lunghezza geometrica L, nello stesso rapporto che esiste tra la velocità del campo elettromagnetico nell'aria e quella nel dielettrico; tale rapporto è uguale alla radice quadrata della costante dielettrica del materiale interposto, per cui si ha:

$$L_e/L = \sqrt{\varepsilon}.$$

La lunghezza dell'antenna invece rimane pressochè inalterata, perchè i due conduttori nei confronti del sistema antenna si trovano ad egual potenziale in punti corrispondenti affacciati.

Per diminuire poi l'impedenza caratteristica dello stub, si è scelto un altro tipo di linea, e cioè quella costituita da due superfici affacciate: costruttivamente questa linea è stata realizzata con profilati a T isolati da una lastra di plexiglas (fig. 6).

Nella figura 7 è rappresentato il diagramma di impedenza misurato. In essa figura il cappio previsto dalla teoria.

Si vuole rilevare che l'allungamento elettrico ottenuto inserendo un dielettrico, in genere è maggiore del valore richiesto e quindi, per portarlo al valore voluto, si deve eseguire il corto circuito ad una distanza dal centro pari a $\frac{L}{\sqrt{\varepsilon}}\left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right)$, avendo indicato con ΔL l'accorciamento rispetto al quarto d'onda richiesto dall'antenna per essere sintonizzata. Si noti che un corto circuito intermedio, mentre accorcia il sistema linea, non altera il sistema antenna perchè, come

Fig. 6. — Elemento radiante rappresentante un termine di passaggio tra il dipolo ripiegato e l'elemento a larga banda.

Fig. 7. — Diagramma di impedenza dell'elemento radiante rappresentato in figura 6. In esso figura il cappio previsto dalla teoria.

già detto, i due conduttori nei confronti del sistema antenna si trovano ad egual potenziale in punti corrispondenti affacciati.

Incidentalmente si vuole qui notare che, anche nel caso di antenne di fortuna realizzate con piattina da 300 ohm, in luogo del corto circuito agli estremi, conviene eseguire un corto circuito spostato verso il centro, secondo i criteri esposti.

Come detto, si tralascia questo tipo di antenna che presenta dei punti deboli dal lato meccanico e si passa a descrivere il secondo tipo che anche meccanicamente risulta più soddisfacente.

5. Studio dell'elemento a larga banda.

Le due condizioni proposte all'inizio del paragrafo precedente, per la realizzazione di un elemento a larga banda, sono state attuate nel seguente modo:

a) allo scopo di elevare l'entità della compensazione, si è scelta per quest'antenna la linea coassiale, mediante la quale è possibile raggiungere valori di impedenza bassi. In tale modo viene realizzato un « dipolo ripiegato internamente », per cui il conduttore ausiliario non irradia più, essendo schermato dall'elemento alimentato; di conseguenza il valore di impedenza alla risonanza si abbassa ad un valore molto prossimo a quello del dipolo semplice;

b) l'allungamento elettrico della linea è stato ottenuto chiudendo la linea su un'induttanza anzichè direttamente in corto circuito. Tale induttanza, come elemento di linea, è stata realizzata diminuendo, per una certa lunghezza, il diametro del conduttore interno.

Nella figura 8 si è rappresentata in modo schematico una sezione di quest'antenna.

Il tratto più sottile del conduttore interno, che deve realizzare un preciso valore di reattanza, può essere dimensionato fissandone la lunghezza (1 ÷ 2% della lunghezza d'onda) e trovando il corrispondente diametro; o viceversa. Questo fatto si è sfruttato per tarare l'antenna, variando cioè la lunghezza di questo conduttore mediante dischi di opportuno spessore (fig. 9). A titolo indicativo sono dati nella figura 10 tre stub che realizzano praticamente lo stesso andamento della suscettanza in funzione della frequenza. È facile verificare che il secondo e il terzo, pur essendo del 15% più corti del primo, si comportano dal punto di vista elettrico praticamente allo stesso modo; inol-

Fig. 8. — Sezione schematica dell'elemento a larga banda in cui è visibile la variazione di impedenza caratteristica necessaria per ottenere l'allungamento elettrico della linea.

tre il secondo realizza le stesse condizioni del terzo con un tronco di conduttore più lungo e di maggior diametro. Nella figura sono indicati i rapporti dei diametri dei vari tronchi di linea e le lunghezze in millimetri; il grafico a destra indica l'andamento della suscettanza in funzione della frequenza.

L'impedenza caratteristica dello stub deve invece avere un valore tale da dare l'ottimo della compensazione; e su questo non esiste un criterio comune, per un motivo che è di carattere generale nei problemi inerenti il valore di impedenza ai morsetti di un'antenna: due antenne funzionanti a due diverse frequenze non sono simili geometricamente nel senso che, se si costruiscono due antenne aventi le dimensioni lineari nello stesso rapporto che esiste tra le rispettive lunghezze d'onda di funzionamento, l'andamento di impedenza ai morsetti è diverso per le due antenne (vedere Appendice).

L'impedenza caratteristica dello stub, che per i motivi esaminati deve avere un valore basso, dipende dall'andamento della curva del dipolo corrispondente non compensato, e questo andamento dipende a sua volta dal diametro esterno del dipolo e dalle reattanze capacitive presenti in parallelo all'antenna (vedere Appendice). In ogni caso è sempre possibile calcolare il valore di questa impedenza caratteristica, quando sia noto l'andamento di impedenza del dipolo semplice corrispondente non compensato e dopo avere fissato il massimo coefficiente di riflessione ammissibile nella banda di funzionamento.

Dal punto di vista meccanico, la presenza di un conduttore interno, che nella sua parte centrale è al potenziale di massa, offre la possibilità di una robusta costruzione (es. fig. 17).

6. Risultati.

Le misure eseguite su un elemento costruito in base ai criteri esposti per un campo di frequenze comprendente il terzo canale TV, sono riportate nel

Fig. 9. — Particolare costruttivo dell'elemento: la taratura viene eseguita variando il numero dei dischi.

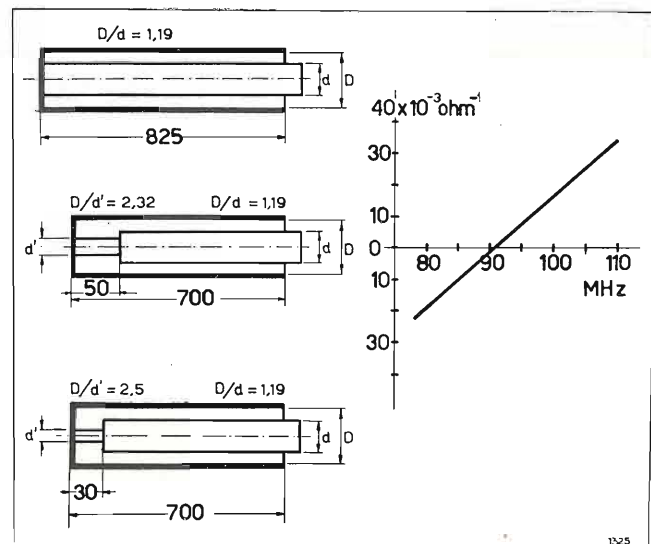



Fig. 10. — Rappresentazione schematica di 3 stub che presentano all'ingresso praticamente lo stesso andamento di suscettanza in funzione della frequenza. L'accorciamento geometrico del secondo e del terzo è compensato dall'allungamento elettrico ottenuto variando l'impedenza caratteristica di un tratto di linea.

Fig. 11. — Andamento del rapporto onde stazionarie misurato su un elemento a larga banda. In tratteggio è indicata la curva del dipolo semplice di egual diametro.

grafico indicato nella figura 11 che indica l'andamento del rapporto di onde stazionarie in funzione della frequenza sopra un'impedenza di ingresso di 63 ohm. Nella stessa figura si è indicato a tratto il corrispondente andamento per il dipolo semplice delle medesime dimensioni, ottenuto dalla stessa antenna smontando l'elemento ausiliario interno. Si vede che, considerando, ad esempio, banda passante quella per cui il rapporto di onde stazionarie risulta minore di 1,1, la larghezza di banda di questo elemento risulta sei volte e mezzo più grande del corrispondente dipolo normale.

Nella figura 12 sono indicate le misure comparative eseguite su un dipolo semplice, su un dipolo ripiegato e su un elemento di questo tipo aventi diametri uguali; il grafico fornisce le caratteristiche di banda in funzione della variazione percentuale della frequenza centrale.

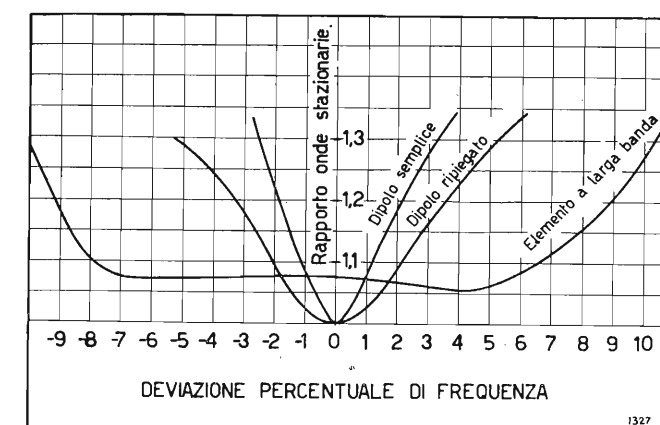



Fig. 12. — Misure comparative eseguite su un dipolo semplice, un dipolo ripiegato e su un elemento a larga banda, di diametro uguale.

L'impiego di questo elemento, per la composizione di antenne a maggior guadagno, ha fornito egualmente buoni risultati che hanno dimostrato come, anche in questo caso, la proprietà fondamentale del singolo elemento non vada perduta, qualora venga previsto un dimensionamento opportuno che tenga conto della mutua impedenza tra i vari elementi. È così possibile per questa via comporre vari sistemi di antenne a larga banda; la cosa riveste particolare interesse per la realizzazione di antenne trasmittenti per televisione, antenne per trasmettitori a modulazione di frequenza, antenne per ponti multicanali.

Negli esempi di realizzazione che seguono, sono brevemente esposte le caratteristiche di alcune tra le antenne costruite nel Laboratorio della RAI, in base ai criteri esposti e attualmente in funzione negli impianti della RAI. L'ingresso è per tutte di 60 ohm disimmetrici.

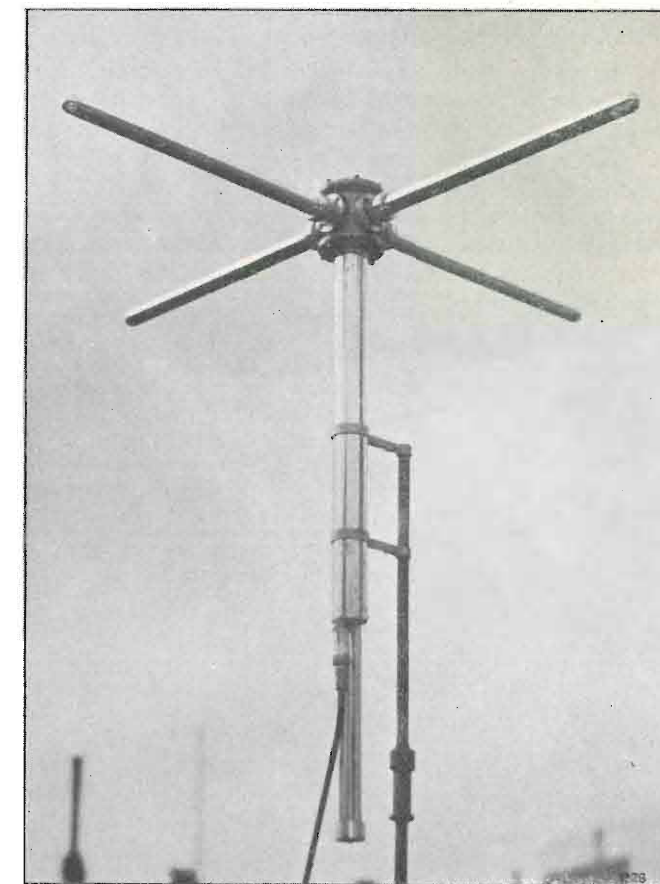



Fig. 13. — Turnstile a un piano per la banda F.M., realizzato con elementi a larga banda.

7. Antenne composte.

a) TURNSTILE A UN PIANO PER LA BANDA F.M. (Fig. 13).

L'andamento del rapporto di onde stazionarie in funzione della frequenza è indicato nella figura 14. Si vede che tale rapporto non supera, nell'intervallo di funzionamento, il valore di 1,06.

Il fatto di avere i due elementi a larga banda fornisce inoltre la possibilità di mantenere la linea di sfasamento per la rotazione del campo in condizioni di funzionamento ad onde progressive; ciò consente di conservare per l'intera gamma il diagramma di radiazione quanto più possibile circolare, limitatamente al fatto che le correnti su elementi ortogonali sono perfettamente in quadratura solo per la frequenza centrale della banda; l'entità della deviazione è peraltro trascurabile.

Il trasformatore di impedenza di cui è fornita questa antenna si è previsto pure a larga banda attraverso una compensazione ottenuta utilizzando la reattanza introdotta dal simmetrizzatore bilanciato fuori dalla propria risonanza.

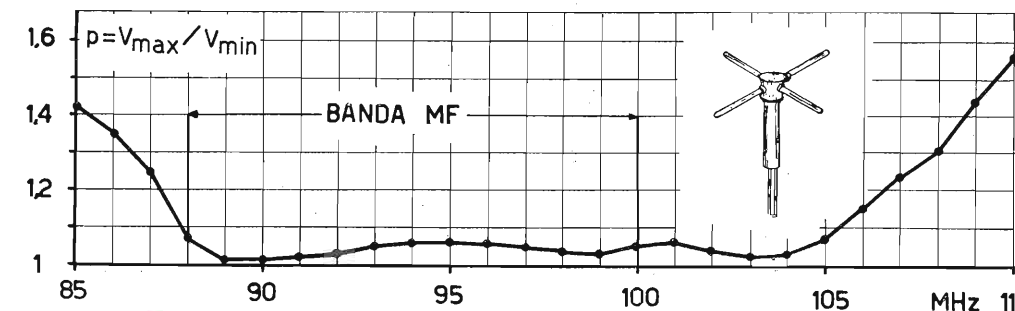



Fig. 14. — Misura del rapporto onde stazionarie eseguita sul turnstile per la banda F.M.

b) Turnstile a quattro piani per il terzo canale TV (Fig. 15).

Installato per il ripetitore di Fiuggi. L'andamento del rapporto di onde stazionarie in funzione della frequenza è indicato nella figura 16.

Anche in questo caso tale rapporto non supera il valore di 1,06 nell'intervallo di funzionamento. Per questo tipo di antenna è risultato conveniente fare tutto il sistema di alimentazione esterno, con linee

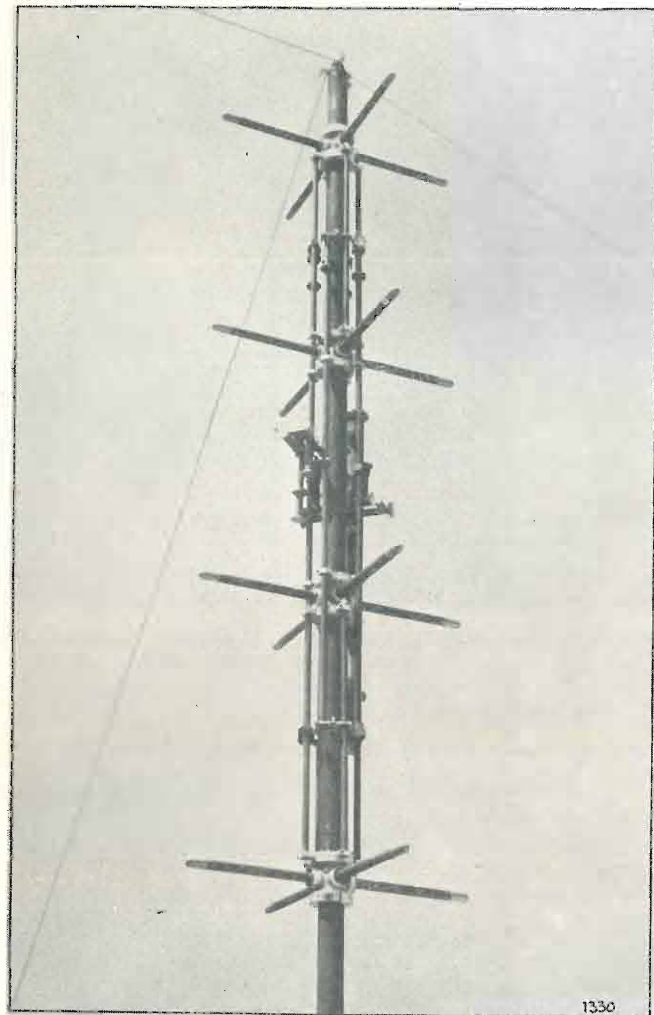



Fig. 15. — Turnstile a quattro piani costruito per il ripetitore di Fiuggi. Gli elementi sono del tipo a larga banda.

terminate da isolatori passanti stagni e flange con guarnizioni in gomma. Il materiale usato per gli isolatori dei dipoli è il teflon, che ha presentato buone caratteristiche elettriche e meccaniche. La presenza, nell'interno dei dipoli, di un conduttore che nella sua parte centrale è al potenziale di massa, ha consentito la possibilità di un robusto ancoraggio degli elementi radianti. Nella figura 17 si è rappresentata la realizzazione meccanica di questo particolare che è fondamentalmente il sistema adottato anche nelle altre antenne di questo tipo.

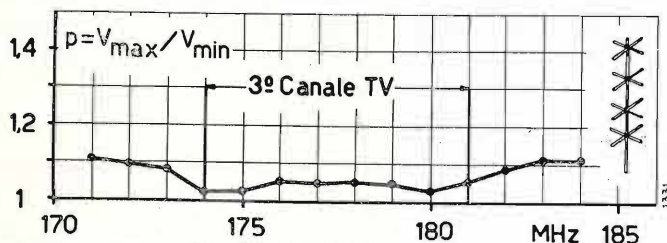



Fig. 16. — Misura del rapporto onde stazionarie eseguita sul turnstile a quattro piani.

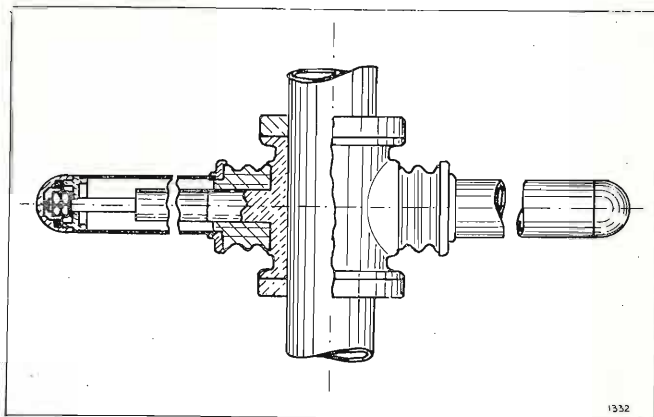



Fig. 17. — Particolare meccanico in cui è rappresentato l'ancoraggio degli elementi radianti.

c) Pannello a due piani per il quarto e quinto canale TV (Fig. 18).

Nella figura 19 si è indicato l'andamento del rapporto onde stazionarie in funzione della frequenza. Un'accurata messa a punto ha permesso di limitare il valore di questo rapporto al valore 1,01 per il quarto canale e ad un massimo di 1,04 per il quinto. L'intervallo di frequenze in cui *p* risulta minore di 1,1 è di 46 MHz (da 181 a 227 MHz). Anche per questa antenna come materiale isolante si è usato teflon; il complesso risulta completamente stagno all'acqua.

Altre antenne, sempre basate su questi principi, sono allo studio o in fase di realizzazione.

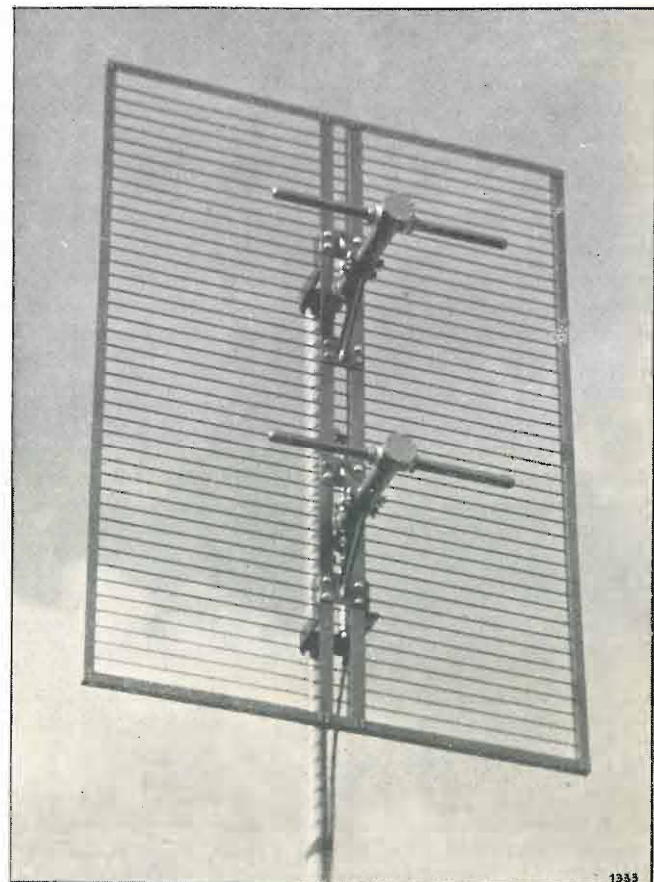



Fig. 18. — Pannello a due piani per il 4º e 5º canale TV. Gli elementi sono del tipo a larga banda.

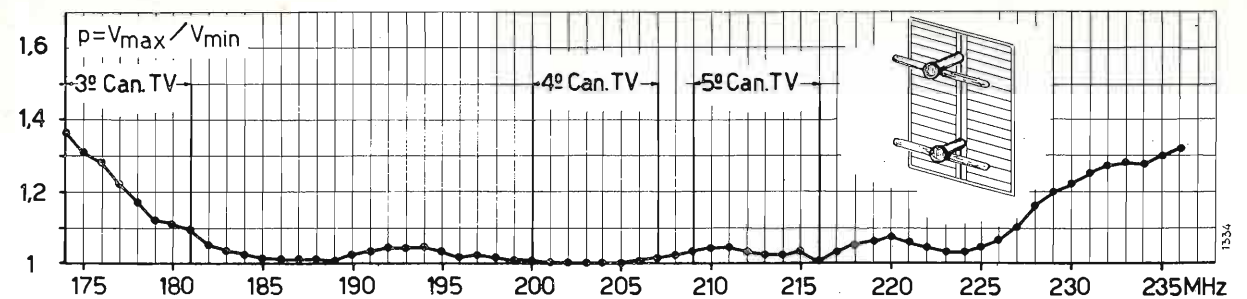



Fig. 19. — Misura del rapporto onde stazionarie eseguita sul pannello a due piani.

I risultati ottenuti permettono di prevedere l'utilizzazione di questo elemento a larga banda per la composizione di sistemi radianti dei più diversi tipi in relazione alle caratteristiche direzionali e ai valori di guadagno richiesti.

Ringrazio i Dirigenti del Laboratorio per l'interessamento e l'aiuto che mi hanno concesso per la realizzazione di questo mio lavoro.

APPENDICE

Come è noto, l'impedenza di ingresso del dipolo semplice, che *alla frequenza di risonanza* ha un valore di circa 73 ohm per antenne sottili e si riduce a valori prossimi a 60 ohm e meno per antenne più grosse, *per una lunghezza pari a un quarto d'onda* è $Z = 73 + j\,42$ ohm, indipendentemente dal suo diametro, fino a valori del rapporto diametro / semilunghezza non superiore al 10% circa.

Questi risultati, che sono frutto di un'indagine teorica sul comportamento del dipolo semplice, non sono mai confermati da una misura diretta, se non si tiene conto di alcuni fattori secondari.

Fig. 20. — Curve di impedenza valide per il semidipolo sopra un piano di terra: dalla misura è stato detratto l'effetto delle capacità terminali.

Più in generale, per quel che riguarda il valore dell'impedenza ai morsetti, due antenne funzionanti a due diverse frequenze non sono simili geometricamente; ossia, se si costruiscono due antenne aventi le dimensioni lineari nello stesso rapporto che esiste tra le rispettive lunghezze d'onda di funzionamento, l'andamento di impedenza ai morsetti è diverso per le due antenne. La similitudine esisterebbe ove le reattanze in gioco fossero unicamente funzione del rapporto «dimensione lineare/lunghezza d'onda». Questo è vero solo per alcuni elementi, mentre per quelli secondari e parassiti, che giocano un ruolo di fondamentale importanza, tale condizione non sussiste.

È tuttavia possibile ritrovare e utilizzare i dati della teoria se vengono tenuti in preciso conto gli elementi non simili; sotto questa condizione sussiste la legge di similitudine, perchè, *astraendo dagli elementi parassiti, la corrente ai morsetti coincide con quella in antenna.*

Si vuole notare qui per inciso che, essendo il diagramma di radiazione in stretta relazione con la effettiva corrente in antenna, per esso è sempre vera la legge di similitudine.

In base ai precedenti criteri si è eseguita una serie di misure su dipoli di vari diametri e varie lunghezze, che hanno permesso di ricavare un fascio di curve universali valide, per similitudine, per qualsiasi dipolo semplice. Le misure sono state eseguite, anzichè per il dipolo intero, per il semidipolo sopra un piano di terra costituito da una lamiera di rame; e ciò per evitare gli errori introdotti dalla simmetrizzazione. Nella carta di impedenze rappresentata nella figura 20,

sono indicate alcune di queste curve. A fianco di ciascuna di esse è indicato il valore percentuale del rapporto d/L mentre le graduazioni segnate su esse indicano il rapporto $\frac{L + d/2}{\lambda/4}$. Si vede che, quando questo rapporto è uguale ad 1, il valore di impedenza è uguale per tutte a 36,5 + j 21 ohm (73 + j 42 ohm per il dipolo intero). Risulta inoltre che, per il dipolo molto sottile, l'andamento nell'intorno della risonanza è quasi simile a quella di un circuito risonante serie (variazione di impedenza su un cerchio a resistenza costante), mentre aumentando il diametro del dipolo, la curva ruota intorno al punto quotato 1 nel senso che per un valore costante del diametro la resistenza aumenta con la frequenza.

Dalle stesse curve risulta evidente l'aumento della larghezza di banda col crescere del diametro del dipolo, e infine da esse è possibile ricavare il valore dell'accorciamento richiesto dal dipolo per la sua sintonizzazione, e ciò sempre astraendo dalla capacità presente in parallelo ai morsetti.

Ci si limita qui a segnalare che il valore di tale capacità risulta dalla somma di tre termini; il primo dei quali C_1 rappresenta le capacità introdotte dalla misura (bocchettoni, terminazioni, ecc.); il secondo termine rappresenta la capacità introdotta dai terminali del dipolo, (nel caso semplice di fondelli piani completi risulta: $C_2 = \varepsilon \cdot \frac{\pi d^2}{4 h} \cdot f\left(\frac{h}{d}\right)$, essendo $f\left(\frac{h}{d}\right)$ un termine che tiene conto dell'effetto ai bordi, il cui valore è indicato nel grafico di fig. 21); il terzo termine $C_3 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot L^{1,1}$ (C in picofarad ed L in mm) dipende dalla lunghezza del dipolo, e il suo valore è stato ricavato sperimentalmente.

Per il dipolo ripiegato, il valore della capacità terminale è dato dalla stessa espressione, ove però si

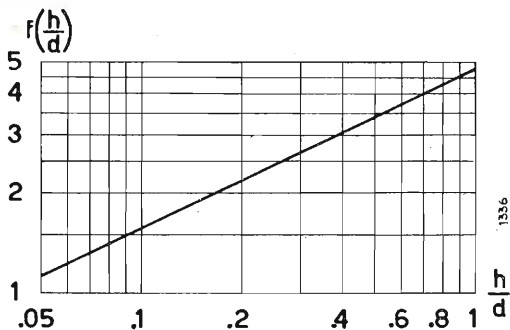



Fig. 21. — Coefficiente correttivo introdotto per tenere conto dell'effetto ai bordi.

dovrà dividere la C_3 per quattro, o, più in generale, per il rapporto tra l'effettiva impedenza del dipolo ripiegato alla risonanza e quella dell'equivalente dipolo semplice, quando i diametri dei due elementi siano diversi. Si vuole notare che, mentre nel dipolo semplice la presenza di questa capacità si limita a restringere leggermente la banda, aumentando nel contempo il valore della frequenza di risonanza e il valore di impedenza a questa frequenza, nel dipolo ripiegato questa capacità è assai più dannosa essendo questo ad alta impedenza di ingresso.

Alcune misure, eseguite su dipoli ripiegati di varie dimensioni, costruiti appositamente o prelevati da quelli esistenti sul mercato, hanno mostrato che l'effetto di questa capacità è spesso tale da disintonizzare fortemente l'antenna o addirittura, in alcuni casi, da impedire che la curva di impedenza assuma valori reali, conservandosi sempre capacitiva. Sotto questo aspetto, la presenza di elementi parassiti agisce favorevolmente nel senso che, abbassando l'impedenza di ingresso, viene a ridursi l'effetto delle capacità parassite.

(241)

SUL CONCETTO DI FATTORE DI QUALITÀ NEI CIRCUITI ELETTRICI

DOTT. ING. ANTONINO LA ROSA
della RAI

SOMMARIO - Esaminato il concetto di fattore di qualità Q, di un circuito a costanti concentrate tale concetto viene esteso ai circuiti a costanti distribuite e se ne dà una espressione a carattere generale. Viene inoltre riesaminato il calcolo della parte attiva dell'impedenza di entrata dei circuiti a costanti distribuite usati come elementi reattivi in quanto, nella letteratura, tale calcolo, non essendo stato condotto con sufficiente rigore, dà luogo a espressioni inesatte.

Il concetto di fattore di qualità o Q di un circuito, nella letteratura, lascia adito a diverse incertezze, in quanto, per esso vengono date definizioni che solo in casi particolari possono considerarsi corrispondenti.

Qualche volta, anzi, partendo da una definizione, si scivola nell'altra, giungendo a risultati che sono nettamente differenti dalle premesse.

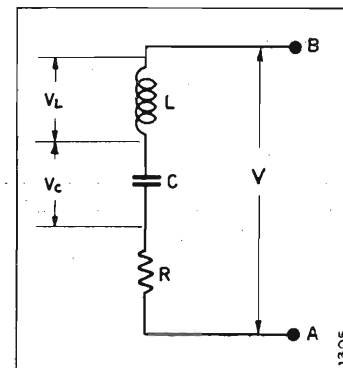
La discordanza dei risultati si nota fondamentalmente nella estensione del concetto di « Q » ai circuiti non risonanti e deriva dal fatto che solo nel caso particolare di un circuito che contiene come elemento reattivo o solo induttanza o solo capacità si ha coincidenza tra l'angolo di fase dell'impedenza di ingresso e il Q del circuito.

In linea generale possiamo assumere come definizione di Q quella su cui mi sembra che tutti gli autori siano d'accordo e cioè:

$$[1] \quad Q = 2\pi \frac{\text{energia immagazzinata nel mezzo}}{\text{energia dissipata per ciclo}} .$$

Possiamo ulteriormente precisare tale definizione assumendo che il circuito venga mantenuto a regime da un generatore che fornisca solo l'energia dissipata, per cui l'impedenza di ingresso si presenta puramente ohmica. In tali condizioni l'energia immagazzinata nel mezzo dagli elementi del circuito è costante. Assumeremo questa condizione come definizione di risonanza del circuito.

Volendo estendere tale concetto ai circuiti non risonanti la via più logica da seguire mi sembra quella di assegnare a tali circuiti il Q del relativo circuito risonante che si otterrebbe aggiungendo una pura reattanza.

Ciò premesso consideriamo un circuito formato da una resistenza, una induttanza e una capacità in serie tra di loro (fig. 1). L'impedenza agli estremi AB ci è data da:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) .$$

alla frequenza di risonanza si ha:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 ;$$

$$Z = R .$$

A tale frequenza l'energia immagazzinata nel mezzo è costante. Essa è tutta immagazzinata nel campo elettrico nell'istante in cui $i = 0$ e tutta nel campo magnetico nell'istante in cui $v_C = 0$, dove i è la corrente istantanea nel circuito e v_C è la tensione istantanea ai capi del condensatore.

Se indichiamo con I il valore efficace della corrente, con V_C V_L e V il valore efficace della tensione rispettivamente ai capi di C e di L e agli estremi del circuito, si ottengono le semplici relazioni:

$$\text{energia immagazzinata} = LI^2 = CV_C^2 ,$$

$$\text{energia dissipata per ciclo} = RI^2T ,$$

per cui:

$$Q = \frac{2\pi LI^2}{RI^2T} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR} ;$$

$$V_L = V_C = QV .$$

Il Q rappresenta in questo caso il coefficiente di sovratensione del circuito.

Se consideriamo dei circuiti non risonanti come in figura 2 dove abbiamo segnato tratteggiata la reattanza che occorre inserire per portare i circuiti alla risonanza, in base a quanto abbiamo premesso il Q è dato rispettivamente da:

$$Q_L = \frac{\omega L}{R} ;$$

Fig. 1.

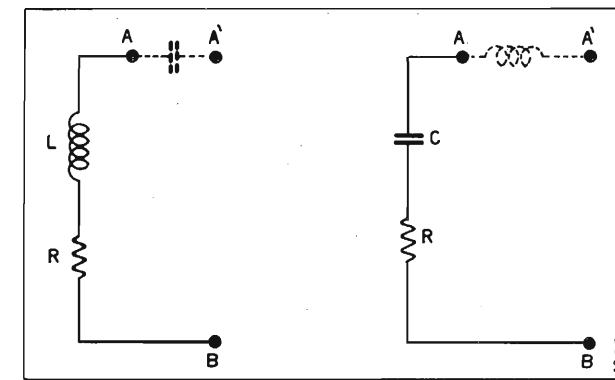



Fig. 2.

$$Q_C = \frac{1}{\omega C R}.$$

Se indichiamo con:

$$Z_1 = R + j\omega L = R + j\,X_1$$

$$Z_2 = R - j\frac{1}{\omega C} = R + j\,X_2$$

l'impedenza di entrambi i circuiti ai morsetti AB, si ha:

$$Q_1 = \frac{|X_1|}{R}$$

$$Q_2 = \frac{|X_2|}{R}.$$

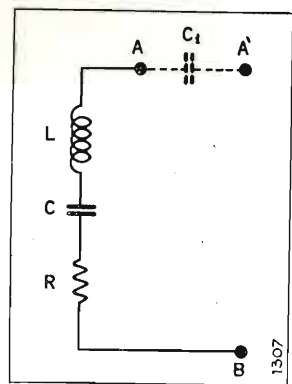
Il Q coincide col rapporto tra la reattanza e la resistenza cioè con l'inverso della tangente dell'angolo di fase.

Questo però è un caso particolare e in linea generale, salvo a variare la definizione di Q, non si può porre $Q = \frac{X}{R}$.

Per un circuito come in figura 3, se alla frequenza $f = \frac{\omega}{2\pi}$ la reattanza induttiva è maggiore di quella capacitiva cioè $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, aggiungendo in serie una capacità C_1 tale che $\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1}\right)\frac{1}{\omega} = \omega L$, cioè portando il circuito alla risonanza, il Q risulta ancora $\frac{\omega L}{R}$ ben diverso da $\frac{X}{R}$ cioè da: $\frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R}$.

Fig. 3.

Riteniamo tale osservazione molto importante specialmente per quanto riguarda il calcolo del Q nei circuiti a costanti distribuite.

Se ora, riferendoci al circuito risonante di figura 1, diamo alla frequenza di risonanza una variazione Δf o una corrispondente variazione $\Delta\omega$ tale da portare la reattanza dal valore 0 al valore R, cioè poniamo:

$$[2] \qquad L(\omega + \Delta\omega) - \frac{1}{C(\omega + \Delta\omega)} = R$$

supposto $\Delta\omega << \omega$ si ha:

$$\frac{1}{\omega + \Delta\omega} = \frac{1}{\omega}\left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta\omega}{\omega}}\right) = \frac{1}{\omega}\left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega}\right);$$

tenendo presente che $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, dalla [2] si ha:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} \cdot 2\omega L = R$$

da cui:

$$[3] \qquad Q = \frac{1}{2} \cdot \left|\frac{\omega}{\Delta\omega}\right|.$$

Questa espressione del Q, quantunque di portata meno ampia di quella data dalla definizione generale, può essere applicata con buona approssimazione a tutti i circuiti per i quali nell'intorno della frequenza di risonanza la resistenza non varia al variare della frequenza ed inoltre il $\Delta\omega$ necessario per portare la reattanza al valore R sia tale che $\frac{\Delta\omega}{\omega} << 1$.

Il Q sotto questo aspetto si può assumere come il coefficiente di selettività del circuito. All'intervallo di frequenza $(f + \Delta f) - (f - \Delta f) = 2\Delta f$ si dà il nome di larghezza di banda del circuito.

L'espressione [3] ci permette di determinare il Q di un circuito dalla sua impedenza di ingresso.

Indichiamo infatti con $Z = R + j\,X$ l'impedenza di un circuito dove X è una funzione di ω e R è costante al variare di ω intorno alla risonanza.

Se aggiungiamo in serie al circuito una reattanza X_1 formata da una pura induttanza o da una pura capacità in modo tale che $X + X_1 = 0$ e diamo alla pulsazione ω una variazione $\Delta\omega$ tale che $\Delta(X + X_1) = R$, considerando solo il primo termine dello sviluppo in serie, cioè con le stesse approssimazioni usate per ottenere la [3], tenendo presente che le variazioni di X e di X_1 sono tali da sommarsi, si ha:

$$[4] \qquad \left|\Delta\omega \cdot \frac{dX}{d\omega}\right| + \left|\Delta\omega \frac{dX_1}{d\omega}\right| = R.$$

Per una reattanza formata da una pura induttanza o capacità si ha inoltre sempre:

$$[5] \qquad \left|\frac{dX_1}{d\omega}\right| = \left|\frac{X_1}{\omega}\right|$$

per cui sostituendo e tenendo presente che $|X_1| = |X|$

$$\left|\Delta\omega \frac{dX}{d\omega}\right| + \left|\Delta\omega \frac{X}{\omega}\right| = R$$

$$\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right| \left\{ \left|\omega \frac{dX}{d\omega}\right| + |X| \right\} = R$$

poichè $\left|\frac{\Delta\omega}{\omega}\right| = \frac{1}{2Q}$ si ha:

$$[6] \qquad Q = \frac{1}{2R}\left\{ \left|\omega \frac{dX}{d\omega}\right| + |X| \right\}.$$

È questa una interessante relazione che lega il Q all'impedenza del circuito e, con le limitazioni già fatte, può sempre usarsi per ricavare il Q di un circuito dalla sua impedenza di ingresso.

Le considerazioni fatte per circuiti risonanti in serie si applicano integralmente ai circuiti in parallelo scambiando la resistenza con la conduttanza e la reattanza con la suscettanza. Il Q può assumere il significato di coefficiente di sovracorrente ecc. Non ci soffermiamo su tali trasformazioni molto note nè sulla relazione:

$$\delta = \frac{\pi}{Q}$$

che lega il Q di un circuito oscillatorio al *decremento logaritmico* δ che il circuito assume quando non si fornisce più l'energia dissipata durante ogni ciclo, in quanto tali relazioni non dànno luogo ad alcuna incertezza.

Vogliamo invece fermare la nostra attenzione sui circuiti a costanti distribuite e sostanzialmente sul Q di una linea aperta o chiusa in corto circuito. In questo campo si notano le più marcate divergenze accennate all'inizio.

Consideriamo una linea in corto circuito, di impedenza caratteristica $Z_C = R_C + jX_C$ e costante di propagazione $K = \alpha + j\beta$.

Siano, al solito, R e G i parametri dissipativi e L e C quelli conservativi.

Se indichiamo con V_x, I_x, Z_x, rispettivamente la tensione, la corrente e l'impedenza in un punto distante x dall'estremo in corto circuito, in cui la corrente sia I_0, si ha:

$$[7] \qquad \begin{cases} V_x = I_0\, Z_C \,\mathrm{senh}\, Kx \\ I_x = I_0 \cosh Kx \\ Z_x = Z_C \dfrac{\mathrm{senh}\, Kx}{\cosh Kx}. \end{cases}$$

Ci limitiamo al caso di maggiore interesse pratico in cui la costante di attenuazione α è molto piccola e quindi, con buona approssimazione, si può ammettere $\mathrm{senh}\,\alpha x = \alpha x$; $\cosh \alpha x = 1$. Valgono allora le seguenti espressioni:

$$[8] \qquad \begin{cases} Z_C = \sqrt{\dfrac{L}{C}}\left[1 - j\left(\dfrac{R}{2\omega L} - \dfrac{G}{2\omega C}\right)\right] \\ K = \omega\sqrt{LC}\left\{\left(\dfrac{R}{2\omega L} + \dfrac{G}{2\omega C}\right) + j\right\} \\ R_C = \sqrt{\dfrac{L}{C}} \\ X_C = -\sqrt{\dfrac{L}{C}}\left(\dfrac{R}{2\omega L} - \dfrac{G}{2\omega C}\right) = -\dfrac{R_C}{\beta}\left[\alpha - G R_C\right] \\ |Z_C| \simeq R_C \\ \alpha = \beta\left(\dfrac{R}{2\omega L} + \dfrac{G}{2\omega C}\right) = \dfrac{R}{2R_C} + \dfrac{1}{2} G R_C \\ \beta = \omega\sqrt{LC}. \end{cases}$$

Per quanto riguarda il calcolo dell'energia immagazzinata nel mezzo, possiamo assumere, con sufficiente approssimazione, una distribuzione perfettamente stazionaria e quindi tale calcolo può essere fatto nell'istante in cui V_x è dappertutto nullo se la linea è più corta di $\lambda/4$ e nell'istante in cui I_x è dappertutto nullo se la lunghezza della linea è compresa tra $\lambda/4$ e $\lambda/2$. Linee più lunghe di $\lambda/2$, data la periodicità del fenomeno, rientrano in questi due casi e quindi, per semplicità di scrittura, ci riferiremo sempre a questi.

Indicando con W_i e W_D rispettivamente l'energia immagazzinata e quella dissipata per ciclo, si ha:

per $x < \lambda/4$

$$[9] \qquad W_i = \int_0^x L|I_x|^2\, dx = L\,|I_0|^2 \int_0^x \cos^2 \beta x\, dx =$$

$$= L\,|I_0|^2 \frac{x}{2}\left(1 + \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right)$$

$$= \frac{\beta}{\omega} R_C\,|I_0|^2 \frac{x}{2}\left(1 + \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right);$$

per $x > \lambda/4$

$$[10] \qquad W_i = \int_0^x C\,|V_x|^2\, dx = C\,|Z_C|^2\,|I_0|^2 \int_0^x \mathrm{sen}^2\, \beta x\, dx =$$

$$= C\,R_C^2\,|I_0|^2 \frac{x}{2}\left(1 - \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\,\beta x}\right) =$$

$$= \frac{\beta}{\omega} R_C|I_0|^2 \frac{x}{2}\left(1 - \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right).$$

L'energia dissipata per ciclo sarà espressa da:

$$[11] \qquad W_D = T\int_0^x \left\{ R|I_x|^2 + G\,|V_x|^2 \right\} dx =$$

$$= |Z_C|T|I_0|^2 \frac{x}{2}\left\{\frac{R}{|Z_C|}\left(1 + \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right) + \right.$$

$$\left. + G|Z_C|\left(1 - \frac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right)\right\}.$$

Il Q verrà allora espresso da:

$$[12] \qquad Q = \frac{\beta\left(1 \pm \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right)}{\dfrac{R}{|Z_C|}\left(1 + \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right) + G\,|Z_C|\left(1 - \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right)}$$

dove il segno + è relativo alla linea più corta e il segno — alla linea più lunga di $\lambda/4$. Dato che $\mathrm{sen}\, 2\beta x$ è negativo per x compreso tra $\lambda/4$ e $\lambda/2$, possiamo scrivere:

$$[13] \qquad Q = \frac{\beta\left\{1 + \left|\dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right|\right\}}{\dfrac{R}{R_C}\left(1 + \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right) + G R_C\left(1 - \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}\right)}.$$

Se la linea è lunga $\lambda/4$ o un suo multiplo si ha:

$$[14] \qquad Q_{x = \lambda/4} = \frac{\beta}{R/R_C + G R_C} = \frac{\beta}{2\alpha}.$$

Se le perdite nel campo elettrico sono trascurabili cioè se $R/R_C >> G R_C$, per una linea più corta di $\lambda/4$, il Q rimane costante ed uguale a :

$$[15] \qquad Q_{x < \lambda/4} = \frac{\beta}{2\alpha}.$$

Per una linea più lunga di $\lambda/4$ invece:

$$[16] \qquad Q_{x > \lambda/4} = \frac{\beta}{2\alpha} \frac{1 + \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}}{1 - \dfrac{\mathrm{sen}\, 2\beta x}{2\beta x}}.$$

Se le perdite nel campo magnetico sono trascura-

bili rispetto a quelle nel campo elettrico per una linea più lunga di $\lambda/4$ si ha:

$$[17] \qquad Q_{x > \lambda/4} = \frac{\beta}{2\alpha} .$$

Per una linea più corta:

$$[18] \qquad Q_{x < \lambda/4} = \frac{\beta}{2\alpha} \frac{\left(1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)}{\left(1 - \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)} .$$

In questo caso però per $x \to 0$ il Q non tende ad infinito in quanto $GR_C \left(1 - \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)$ per $x \to 0$ tende ad assumere valori trascurabili rispetto a $\dfrac{R}{R_C} \cdot \left(1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)$ e quindi al limite Q tende a:

$$[19] \qquad Q_{x \to 0} = \frac{\omega L}{R} .$$

Considerazioni perfettamente simili possono essere fatte per una linea aperta per la quale si ottiene facilmente:

$$[20] \quad Q = \frac{\beta \left(1 + \left|\dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right|\right)}{\dfrac{R}{R_C}\left(1 - \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right) + GR_C \left(1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)}$$

che per $x \to 0$ dà:

$$[21] \qquad Q_{x \to 0} = \omega C / G .$$

Si noti che se le perdite fossero egualmente distribuite nel campo elettrico e in quello magnetico cioè se:

$$R/R_C = G\, R_C ,$$

si avrebbe per qualunque linea:

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \left(1 + \frac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right) .$$

Nel caso più aderente alle applicazioni pratiche invece si può sempre trascurare GR_C rispetto a R/R_C; quindi si possono conglobare i valori di Q per le linee nelle due relazioni:

$$[22] \quad \begin{cases} Q \text{ per impedenza di ingresso induttiva } = \dfrac{\beta}{2\alpha} \\ Q \text{ per impedenza di ingresso capacitiva } = \\ = \dfrac{\beta}{2\alpha} \dfrac{1 + \left|\dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right|}{1 - \left|\dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right|} . \end{cases}$$

I diagrammi di figura 4 ne rappresentano l'andamento.

Questi risultati a parte il caso delle linee lunghe un multiplo intero di $\lambda/4$ sono profondamente differenti da quelli ottenuti in un articolo di F. E. Terman a cui buona parte della letteratura fa riferimento [1].

In questo articolo l'autore assimila la linea non risonante ad una pura induttanza o capacità e per il calcolo del Q fa il rapporto tra la componente

Fig. 4.

reattiva e quella resistiva dell'impedenza di ingresso; da ciò segue che ad un dato Q di una linea corrisponde effettivamente una selettività superiore a quella che comporterebbe un circuito formato da una pura induttanza o capacità con lo stesso Q.

A parte il fatto che il rapporto tra la reattanza e la resistenza come è stato detto non rispecchia in linea generale il concetto del Q, ritengo di fondamentale importanza osservare che l'espressione della parte attiva dell'impedenza di ingresso, calcolata dall'autore, non è esatta. Infatti per l'impedenza d'ingresso vengono usate le espressioni seguenti, che riportiamo con gli stessi simboli adoperati dall'autore: linea in corto circuito:

$$Z_s = \frac{Rc\, l/\lambda}{2f \cos^2 (2\pi\, l/\lambda)} - j\, Z_0 \,\text{tang}\, (2\pi\, l/\lambda) ;$$

linea aperta:

$$Z_s = \frac{Rc\, l/\lambda}{2f \,\text{sen}^2 (2\pi\, l/\lambda)} - j \frac{Z_0}{\text{tang}\, (2\pi\, l/\lambda)} ;$$

dove:

Z_s impedenza di ingresso;
f frequenza;
R resistenza per unità di lunghezza;
Z_0 impedenza caratteristica;
$c = 1/\sqrt{LC}$ velocità di propagazione;
l lunghezza della linea;
λ lunghezza d'onda.

Queste espressioni sarebbero esatte se le perdite nelle linee fossero ugualmente distribuite nel campo elettrico e in quello magnetico perchè in tal caso la componente reattiva dell'impedenza caratteristica si annulla. Quando invece si trascurano le perdite nel campo elettrico, come è il caso più comune, e che l'autore considera, l'espressione della impedenza di

[1] TERMAN F. E.: *Resonant Lines in Radio Circuits.* - «Elec. Eng.», Vol. LIII, luglio 1934, p. 1046.

ingresso di una linea in corto circuito è data da:

$$[23] \ Z_x = \frac{V_x}{I_x} = Z_c \frac{\text{senh } Kx}{\cosh Kx} =$$

$$= Z_C \frac{\text{senh } \alpha x \cdot \cos \beta x + j \cosh \alpha x \cdot \text{sen } \beta x}{\cosh \alpha x \cdot \cos \beta x + j \,\text{senh } \alpha x \cdot \text{sen } \beta x} =$$

$$= \frac{1}{2} (R_C + j\, X_C) \frac{\text{senh } (2\alpha x) + j \,\text{sen } (2\beta x)}{\text{senh}^2 \alpha x + \cos^2 \beta x} =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{R_C \,\text{senh } (2\alpha x) - X_C \,\text{sen } 2\beta x}{\text{senh}^2 \alpha x + \cos^2 \beta x} +$$

$$+ j \frac{X_C \,\text{senh } 2\, \alpha x + R_C \,\text{sen } 2\beta x}{\text{senh}^2 \alpha x + \cos^2 \beta x} ;$$

che, con le semplificazioni già considerate nelle [8] e trascurando GR_C rispetto a R/R_C, diventa:

$$[24] \quad Z_x = \frac{R_C\, \alpha x \left(1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)}{\cos^2 \beta x} + j\, R_C \,\text{tang}\, \beta x.$$

Con i simboli usati da F. E. Terman si sarebbe dovuto scrivere:

$$Z_s = \frac{Rc\, l/\lambda}{2f \cos^2 (2\pi\, l/\lambda)} \left(1 + \frac{\text{sen } 4\pi\, l\lambda}{4\pi\, l\lambda}\right) +$$

$$+ j\, R_0 \,\text{tang}\, (2\pi\, l/\lambda) ;$$

e per una linea aperta:

$$Z_s = \frac{Rc\, l/\lambda}{2f \,\text{sen}^2 (2\pi\, l/\lambda)} \left(1 + \frac{\text{sen } 4\pi\, l/\lambda}{4\pi\, l/\lambda}\right) -$$

$$- j \frac{R_0}{\text{tang}\, (2\pi\, l/\lambda)} .$$

In altri termini nel caso di linee aperte o chiuse in corto circuito quantunque $|Z_C| \cong |R_C|$ non è possibile trascurare l'effetto della parte reattiva dell'impedenza caratteristica in quanto quest'ultima entra in modo sensibile nel formare la parte attiva dell'impedenza di ingresso.

Di conseguenza anche assumendo $Q = X/R$ l'andamento ricavato dall'autore non risulta corretto.

Se all'impedenza di ingresso data dalla [24] applichiamo la [6] supponendo che nell'intorno di ω la parte attiva dell'impedenza si mantenga costante e teniamo presente che $\beta = \omega \sqrt{LC}$ e che è stato trascurato $G\, R_C$ rispetto a R/R_C si ha:

$$Q = \frac{\cos^2 \beta x}{2 \left[R_C\, \alpha x \left(1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right)\right]} .$$

$$\cdot \left\{ \left| \omega\, R_C \frac{x\sqrt{L_C}}{\cos^2 \beta x} \right| + \left| R_C \,\text{tang}\, \beta x \right| \right\} =$$

$$= \frac{\beta}{2\alpha} \frac{1 + \left|\dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}\right|}{1 + \dfrac{\text{sen } 2\beta x}{2\beta x}}$$

che coincide con la [13] per $GR_C = 0$.

Per una linea aperta, supponendo sempre $GR_C = 0$, si ritroverebbe la [20].

(235)

SOPPRESSORE DI DISTURBI A SELEZIONE D'AMPIEZZA

DOTT. ALFREDO LIETTI
della RAI

SOMMARIO - Si descrive un dispositivo che consente in taluni casi di separare ed eliminare un disturbo o il rumore di fondo dal segnale utile. Dopo un'analisi del principio della selezione d'ampiezza, si mostra l'applicazione dello stesso principio in un caso particolare, che ha permesso di ottenere soddisfacenti risultati.

1. Generalità e principio di funzionamento.

Il problema di separare ed eliminare un disturbo o il rumore di fondo dal segnale utile è stato già affrontato per varie vie. Tuttavia le apparecchiature ideate a tale scopo sono abbastanza complesse. Esse sono infatti generalmente basate sul principio di includere, nella catena di amplificazione, un filtro avente larghezza di banda variabile. Tale larghezza di banda è comandata dallo stesso segnale utile il quale « apre » la larghezza della banda passante in proporzione della larghezza del canale effettivamente occupato dal segnale stesso [1]. Queste apparecchiature si possono perciò chiamare a « selezione di banda ».

Nel presente lavoro è invece descritto un soppressore di disturbi basato su un principio diverso e che si può chiamare a « selezione di ampiezza ». Esso presenta il vantaggio di riuscire di attuazione molto più semplice ma presenta altresì l'inconveniente di essere di applicazione meno generale.

È ovvio che un disturbo o un rumore di fondo viene avvertito soprattutto durante i brevi intervalli di pausa che vi sono, per esempio, fra una parola e l'altra. L'apparecchio si basa sul principio di annullare completamente il segnale quando esso scenda al di sotto di un dato livello e quindi nel far diventare completamente silenziose le suddette pause.

Naturalmente il dispositivo è utilizzabile solo in quei casi nei quali il segnale utile sia sempre maggiore del livello dei disturbi e si intuisce anche che, affinchè esso intervenga con sicurezza solo durante le pause e non quando il segnale utile è piccolo, occorre che il minimo livello del segnale sia abbastanza grande (almeno 6 dB maggiore) del massimo livello di disturbo.

Il circuito di uno degli apparecchi attuati secondo tale principio è riportato in figura 1. Il segnale, reso simmetrico, è applicato ai catodi di due diodi i quali sono altresì polarizzati positivamente da una tensione regolabile. È evidente che i segnali aventi ampiezza inferiore alla tensione di polarizzazione non vengono trasferiti alle placche perchè i diodi non sono mai conduttori.

2. Distorsione introdotta dall'apparecchio.

Consideriamo ora il funzionamento in presenza di un segnale di ampiezza maggiore della tensione di polarizzazione, segnale che per semplicità supponiamo sinusoidale (fig. 2) per cui tale segnale può essere rappresentato dalla espressione:

$$E \cos \omega t .$$

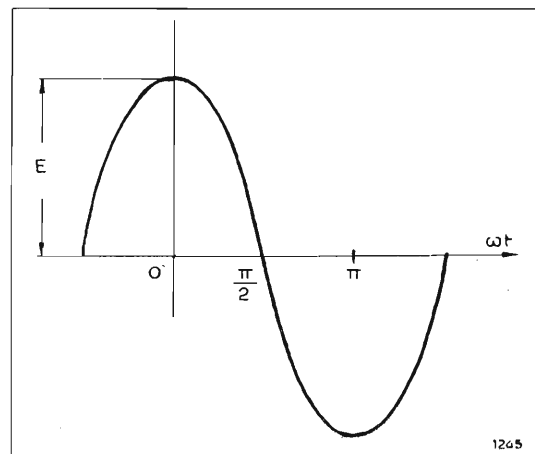



Fig. 2. — Tensione applicata all'entrata di forma cosinusoidale

Ammettiamo, in un primo esame, che la tensione di polarizzazione sia fissa. Il segnale risultante sulle placche del diodo avrà l'andamento di figura 3. L'espressione analitica, calcolata usando lo sviluppo in serie di Fourier, del diagramma di figura 3, è data da:

$$[1] \quad \frac{E}{\pi} (\text{sen } 2\theta + 2\theta - 4 \cos\theta \text{ sen } \theta) \cos \omega t + \ldots +$$

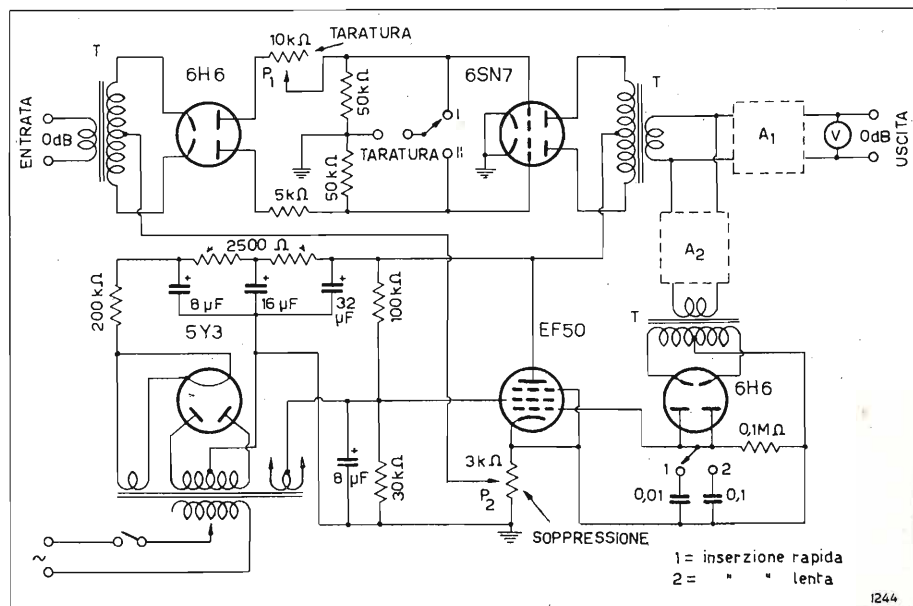



Fig. 1. — Circuito di un soppressore di disturbi a selezione di ampiezza.

(1) Un tipo di soppressore di questo genere è stato descritto da: ZANARINI G.: *Soppressore dinamico di fruscio a permeabilità variabile.* « Elettronica », I, marzo-aprile 1952, p. 69.

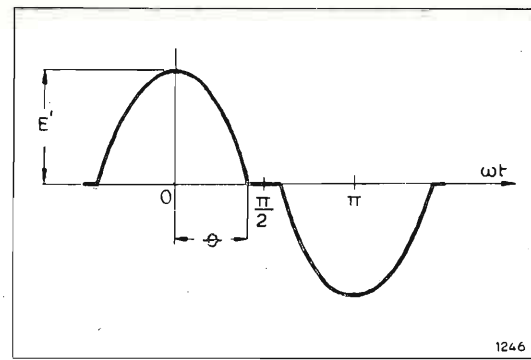



Fig. 3. — Tensione ricavata all'uscita di forma distorta rispetto a quella d'entrata.

$$+ \frac{2E}{\pi} \left(\frac{\text{sen } (n+1)\theta}{n+1} + \frac{\text{sen } (n-1)\theta}{n-1} - \frac{2}{n} \cos\theta \text{ sen } n\theta \right) \cos n\omega t + \ldots$$

$$\text{con } n = 3, 5, 7, 9, \ldots$$

Il segnale risulta quindi distorto e la distorsione aumenta rapidamente con il diminuire di θ.

Nel diagramma di figura 4 è tracciato l'andamento della distorsione totale percentuale. La distorsione è stata calcolata in funzione del rapporto E'/E che è legato all'angolo θ dalla relazione:

$$E'/E = 1 - \cos\theta .$$

Allo scopo di consentire un funzionamento dell'apparecchio senza eccessive distorsioni anche con valori ridotti di θ, come appare dallo schema, la tensione di polarizzazione del diodo non è fissa, ma prelevata sul ritorno catodico di una valvola. Quando il segnale in uscita, opportunamente rettificato, è presente, provvede a bloccare tale valvola. In tal modo la polarizzazione del diodo viene tolta in presenza del segnale utile e pertanto è eliminata la conseguente distorsione.

Conviene introdurre un certo ritardo nell'azione del sistema; tale ritardo deve essere dell'ordine del periodo della frequenza più bassa presente nel segnale. La cosa si ottiene facilmente con un gruppo *RC* sulla griglia della EF50 di figura 1.

L'apparecchio è stato costruito per essere usato nella gamma 50 - 10 000 H_z, però con opportune varianti lo stesso principio può essere applicato anche per altre gamme di frequenza.

La taratura del complesso è molto semplice. Il potenziometro P_1 serve per avere un segnale simmetrico sulle griglie della 6SN7, cosa che può essere controllata con un voltmetro a valvola collegato ai morsetti « taratura ».

Il grado di soppressione è regolabile col potenziometro P_2.

Le prove sono state eseguite con segnali di vario tipo fra i quali quelli acustici usati per la modulazione.

Particolarmente sul parlato il dispositivo è abbastanza efficiente; da prove fatte sono agevolmente eliminati i rumori di fondo dell'ordine di — 30 dB.

Sulla musica i risultati sono meno buoni, per il fatto che la dinamica è spesso molto estesa e non sempre è soddisfatta la condizione che il minimo livello istantaneo di modulazione sia superiore al livello massimo del rumore di fondo. Non essendo soddisfatta questa condizione il dispositivo non è applicabile, perchè nei pianissimi la modulazione risulta soppressa.

Inoltre per quanto si sia cercato con un accurato bilanciamento di ridurre al minimo gli inevitabili transitori dovuti al blocco ed allo sblocco della valvola di controllo, il dispositivo non è consigliabile quando vi siano esigenze di alta fedeltà. Tali transitori risultano invero quasi trascurabili aumentando il ritardo di inserzione col gruppo *RC* sulle griglie delle EF50, peraltro l'effetto di silenziamento ne risulta diminuito. Conviene pertanto ricercare caso per caso una soluzione di compromesso; a tale scopo si possono inserire delle capacità di diverso valore a mezzo di un commutatore.

Fig. 4. — Distorsione totale della tensione di figura 3 in funzione del rapporto E'/E.

3. La zona di transizione.

Per completare l'analisi del funzionamento dell'apparato è opportuno considerare le condizioni di lavoro nella zona di transizione tra il regime di trasmissione e quello di soppressione.

Ammettiamo che in regime di trasmissione l'attenuazione del complesso sia nulla. Tale regime di trasmissione si deve verificare per segnali di ingresso maggiori della tensione di polarizzazione V applicata ai diodi. Per segnali inferiori a tale valore, l'attenuazione del complesso deve essere infinita.

In pratica si nota che questo salto tra attenuazione infinita ed attenuazione nulla rispetto ad un segnale crescente intorno al valore V non è istantaneo. L'attenuazione comincia a diminuire per un segnale V_1 e diventa nulla quando il segnale in ingresso raggiunge il valore V_2. L'intervallo $V_2 - V_1$ è tanto minore, quanto maggiore è la tensione rettificata ottenuta dall'uscita ed applicata alla griglia della EF50. Tale tensione però non può essere aumentata indefinitamente, in quanto oltre un certo limite si nota un altro fenomeno che descriviamo brevemente.

Supponiamo di trovarci in zona di trasmissione e di diminuire gradatamente il segnale in ingresso. Per un certo valore V_4 del segnale il dispositivo comincia ad attenuare e l'attenuazione diventa infinita per un altro valore V_3 del segnale stesso. La differenza $V_4 - V_3$ corrisponde solo approssimativamente al valore $V_2 - V_1$, già considerato per segnali crescenti; si nota infatti che V_4 è minore di V_2 e V_3 minore di V_1. In particolare la differenza $V_2 - V_4$ è funzione dell'intervallo sopra definito $V_2 - V_1$, secondo una relazione complessa, che si può però riassumere dicendo che diminuendo $V_2 - V_4$ aumenta $V_2 - V_1$ e viceversa.

Dato che un corretto funzionamento presuppone che entrambe le differenze siano piccole, si tratta di

cercare una posizione di compromesso, che, d'altronde, non è particolarmente critica. Si possono mantenere tali differenze inferiori a 3 dB.

Con modulazione parlata in tali condizioni l'ascolto risulta pressochè privo di distorsioni percettibili. La distorsione misurata con segnale costante a livello normale è dell'ordine del 3%.

4. Una applicazione particolare.

Il principio sopra descritto della selezione d'ampiezza per la soppressione dei disturbi ha trovato applicazione, con qualche variante, nella costruzione di un dispositivo per eliminare il rumore di fondo sui segnali d'intervallo in uso nell'impianto di bassa frequenza della RAI a Milano.

Il segnale d'intervallo (trillo di usignolo) è generato da una registrazione su pellicola cinematografica. Tale pellicola è montata su un tamburo rotante che viene messo in moto automaticamente quando necessiti inviare detto segnale alle altre stazioni radio per comunicare la fine o l'inizio di un programma.

Il segnale sopra descritto era soggetto all'inconveniente di presentare, per invecchiamento della pellicola o per altri motivi, un fruscio notevole. Con l'applicazione di un soppressore l'inconveniente è stato eliminato.

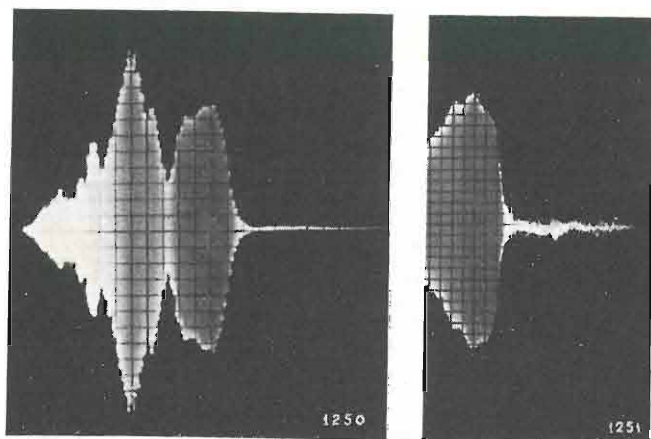
Il soppressore adoperato ha potuto essere considerevolmente semplificato rispetto a quello descritto in precedenza, tenendo conto della particolare forma del segnale. Il segnale infatti consiste in treni di oscillazioni comprese nella gamma 1600-4000 Hz.

Le armoniche introdotte dalla selezione di ampiezza, come risulta dalla formula [1] sono tutte dispari. Pertanto nel caso in esame la componente della distorsione di frequenza più bassa è la terza armonica delle frequenze 1600 Hz, cioè 4800 Hz.

Con l'inserzione di un filtro passa basso, con frequenza di taglio 4500 Hz, è pertanto possibile eliminare tutte le armoniche senza alterare la risposta nella banda passante, la frequenza più alta della quale è inferiore a 4000 Hz.

Il dispositivo pertanto si riduce ad un sistema statico.

Inoltre come ulteriore semplificazione si sono adoperati due diodi al germanio al posto della valvola, ottenendo così l'apparecchio di cui la figura 5 riproduce lo schema. Si noti che è stata abolita anche la tensione di polarizzazione. Infatti si è utilizzata la nota proprietà dei diodi al germanio di presentare una resistenza elevata per tensioni inferiori ad un determinato livello. Con una opportuna scelta dell'ampiezza del segnale entrante si è potuto ottenere una spiccata azione selettiva in modo tale da rendere inaudibile il fruscio lamentato.

Fig. 5. — Schema di un tipo di soppressore semplificato che viene usato per ridurre i rumori di fondo dei segnali d'intervallo (trillo di usignolo) della RAI a Milano.

Figg. 6, 7. — Oscillogrammi di un treno di impulsi senza (fig. 6) e con l'azione del soppressore (fig. 7).

Nelle figure 6 e 7 sono riportati gli oscillogrammi di un treno d'impulsi corrispondente alla fine del trillo, rispettivamente senza e con l'azione del soppressore. È evidente l'annullamento della coda dovuta ai disturbi ottenuta con l'inserzione del dispositivo, azione nettamente distinguibile anche ad udito.

L'applicazione sopra descritta suggerisce la possibilità di impiego di analoghi dispositivi per ridurre i disturbi su segnali di tipo impulsivo, quali vengono usati in telegrafia, per le telescriventi, ecc.

(222)

ERRATA CORRIGE

Nell'articolo La nuova immagine campione RAI *dell'ing. Gian Franco Raffo, pubblicato nell'ultimo numero di* Elettronica *(n. 4 luglio-agosto 1955), la formula che compare a pagina 156 è errata; essa deve essere così corretta:*

$$f = \frac{4}{3} L \frac{1}{2H_a};$$

cioè la grandezza H_a va al denominatore invece che al numeratore.

PONTE RADIO MULTICANALE CON MODULAZIONE AD IMPULSI

DOTT. ING. ROLANDO SALVADORINI
della RAI

SOMMARIO - Per le particolari esigenze della RAI si è reso utile la realizzazione di un ponte radio multicanale a ridottissimo numero di canali di alta qualità. Il ponte radio in oggetto può trasmettere contemporaneamente quattro programmi musicali. Il sistema di trasmissione è ad impulsi modulati di posizione; il trasmettitore eroga energia solo durante gli impulsi. Le principali caratteristiche di ciascun canale sono: risposta di frequenza costante da 30 Hz a 12 000 Hz, distorsione minore di 0,5%, rumore di fondo 70 dB, diafonia tra i vari canali: almeno 10 dB al disotto del livello del rumore di fondo. Un esemplare di questo apparecchio è stato costruito dal Laboratorio della RAI ed è attualmente in funzione per il collegamento tra gli studi di Torino e i relativi trasmettitori.

1. Introduzione.

Il problema della trasmissione simultanea di più informazioni è stato risolto da tempo secondo due metodi fondamentali: *sistema a divisione di frequenza e sistema a divisione di tempo.*

Nel sistema a divisione di frequenza, ciascuna informazione modula una sottoportante. Dalla sottoportante modulata viene separata, mediante filtri una banda laterale, la quale contiene tutta l'informazione e differisce dall'informazione iniziale solo per una traslazione di frequenza (e per una inversione di frequenza se la banda laterale prescelta è quella inferiore).

In questo modo, modulando varie sottoportanti, opportunamente distanziate di frequenza, con altrettante informazioni, si ottiene, sommando il tutto, un segnale di andamento molto complesso il quale può essere trattato come se fosse un'unica informazione ed inviato, per poter essere irradiato, a modulare (in ampiezza o in frequenza) una portante a radio frequenza.

In ricezione dopo la prima rivelazione, di ampiezza o di frequenza a seconda del tipo di modulazione della radio frequenza, si riottiene quel segnale ad andamento complesso contenente tutte le informazioni, ma dal quale è possibile separarle fra loro mediante filtri, poichè ognuna di esse occupa una ben determinata gamma di frequenza.

Un procedimento opposto a quello usato in trasmissione, cioè una demodulazione, esegue la traslazione di frequenza opposta a quella avvenuta in partenza, ripristinando così integralmente e separatamente ciascuna informazione come era in origine.

Con questo metodo in ogni istante si ha la trasmissione di tutte le varie informazioni. È questa la caratteristica che lo differenzia sostanzialmente dal metodo a divisione di tempo che passiamo a descrivere.

Il metodo a divisione di tempo sfrutta un teorema fondamentale della Teoria delle Informazioni, secondo il quale: se un segnale, che è una funzione del tempo, è campionato a intervalli regolari di tempo ad una ripetizione lievemente più alta del doppio della più alta frequenza utile contenuta nel segnale, allora i campioni contengono tutta la informazione del segnale originario.

La frequenza più alta contenuta in un segnale acustico è circa 15 000 Hz. Per cui la frequenza di ripetizione dei campioni deve almeno superare i 30 000 Hz. Poichè in pratica occorre un certo margine rispetto al minimo dato dal teorema sopra enunciato, abbiamo stabilito la frequenza di ripetizione di 40 000 Hz.

In realtà il ponte radio in oggetto ha una risposta di frequenza lineare fino a 12 kHz e non a 15 kHz, ma questo è dovuto solo alla frequenza di taglio dei filtri e può essere portata a 15 kHz senza alcun'altra variante.

Il modo più corrente per eseguire la campionatura è quello di produrre degli impulsi (fig. 1), in cui un elemento di questi impulsi [ampiezza (fig. 1 *b*), durata (fig. 1 *c*), posizione (fig. 1 *d*)] sia funzione del valore della informazione in quell'istante.

Esiste anche un sistema di modulazione a codice nel quale anzichè un solo impulso per campione viene trasmesso un gruppo di impulsi.

In ricezione, da questi impulsi si riesce a ripristinare completamente l'informazione originale. Come si

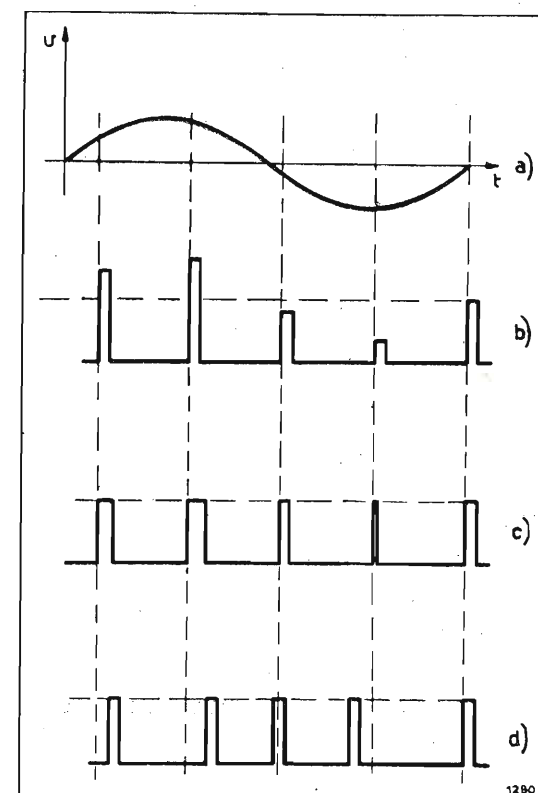



Fig. 1. — Vari tipi di modulazione ad impulsi: *a)* grandezza modulante; *b)* modulazione di ampiezza; *c)* modulazione di durata o di larghezza; *d)* modulazione di posizione.

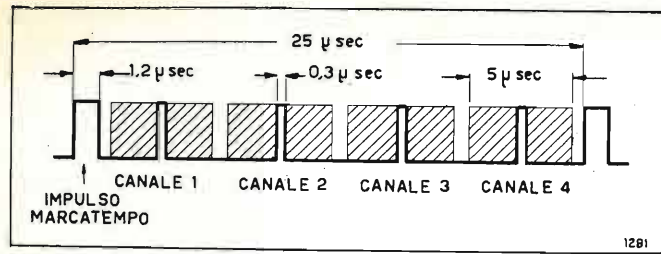



Fig. 2. — Complesso impulsi modulati e marcatempo; sono tratteggiate le zone che ciascun impulso può occupare per effetto della modulazione di posizione.

vede il tempo occupato a trasmettere l'informazione è una piccola percentuale del tempo totale. Viene quindi spontaneo di inserire tra gli impulsi di figura 1 altri impulsi, opportunamente intercalati tra i primi, che portino altre informazioni.

In queste condizioni però per poter effettuare, in ricezione, la selezione degli impulsi che portano una stessa informazione, che diremo appartenenti ad uno stesso canale, occorre un riferimento rispetto al quale distinguere i vari canali. In genere si usa un impulso, di durata assai maggiore degli impulsi che portano le informazioni (impulsi modulati), il quale è denominato impulso marcatempo. Così ogni canale sarà contraddistinto col numero di impulsi che lo separano dal marcatempo.

In figura 2 è riportato il complesso degli impulsi per il nostro caso in cui è stata scelta la modulazione di posizione (fig. 1 *c*). Le zone tratteggiate delimitano le posizioni degli impulsi durante la modulazione.

Confrontando i due sistemi, a divisione di frequenza e a divisione di tempo, si può dire che il primo è di uso più generale, adatto a trasmettere contemporaneamente un numero molto elevato (anche varie migliaia) di comunicazioni audio ed anche varie comunicazioni video.

Il sistema a divisione di tempo è adatto per un minore traffico, generalmente fino a qualche diecina di comunicazioni audio ed inoltre non è adatto per comunicazioni video. D'altro canto però quando gli impulsi sono modulati di posizione od a codice il sistema ad impulsi presenta un maggior rapporto segnale-disturbo rispetto al sistema a divisione di frequenza ed anche una minore diafonia tra i vari canali.

2. Trasmettitore.

Il trasmettitore è suddiviso in due parti: il modulatore d'impulsi (fig. A), in cui si forma la serie di impulsi modulati di posizione e la parte a radio frequenza (fig. B).

Modulatore d'impulsi.

Il modulatore d'impulsi è schematicamente riportato in figura 3. Seguiamo brevemente i vari stadi.

a) *Oscillatore e separatore.*

L'oscillatore della frequenza di ripetizione di gruppo, 40 000 Hz, è stabilizzato con cristallo di quarzo. Questo cristallo è di tipo particolare: ha due coppie di armature che lavorano in controfase fra loro.

Il separatore è un triodo che ha sul circuito anodico un circuito oscillante parallelo accordato a 40 kHz. L'induttanza, da 7 mH, montata su materiale magne-

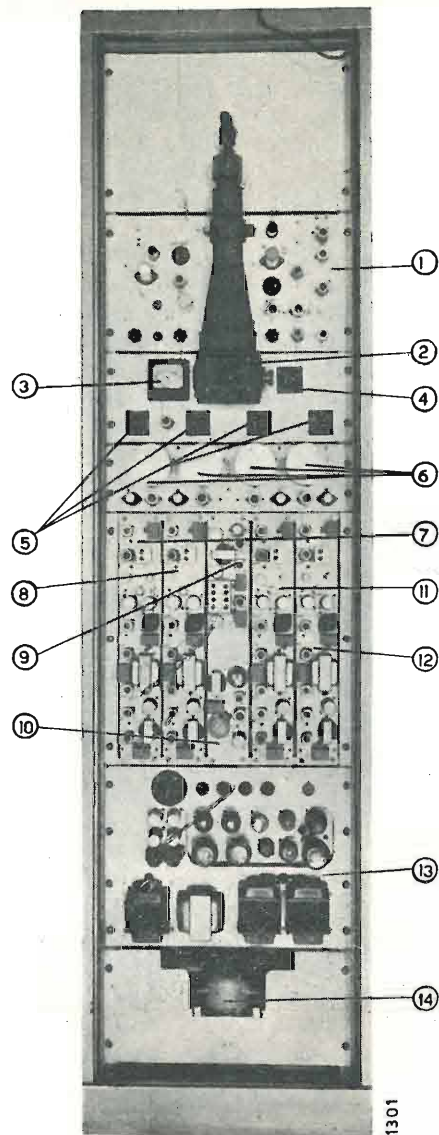



Fig. A — Trasmettitore: Pannello modulatore degli impulsi.
1) Ricevitore di controllo; 2) Oscillografo di controllo; 3) Indicatore livello canale; 4) Commutatore indicatore livelli; 5) Attenuatori d'ingresso; 6) Amplificatori d'ingresso; 7) Canale 1; 8) Canale 2; 9) Canale marcatempo; 10) Oscillatore 40 kHz; 11) Canale 3; 12) Canale 4; 13) Alimentatori; 14) Ventilatore.

tico « Ferroxube » Philips, è ad alto fattore di qualità. La forma d'onda della tensione di uscita del separatore, è pertanto praticamente sinusoidale.

b) *Sfasatore.*

Lo sfasatore, riportato in figura 4, è formato da un triodo invertitore di fase e da un ponte di fase.

La tensione di uscita dal separatore è applicata, dopo essere ridotta dal partitore R_1, R_2, alla griglia del triodo, la quale è polarizzata per mezzo della resistenza catodica R_4. Le resistenze anodica R_3 e catodica $R_4 + R_5$ sono uguali e di valore piuttosto basso (1600 Ω) necessario per alimentare il ponte di fase. Le due tensioni alternate sulla placca e sul catodo, sono quindi uguali e in opposizione di fase, come indica la figura 4 *b*. Le reattanze dei condensatori C_2 e C_3 e le resistenze R_6, R_7 sono uguali in valore (20 kΩ); per cui le tensioni verso massa dei quattro vertici A, B, C, D del ponte di fase sono fra loro sfasate in quadratura come indica il diagramma. Queste quattro tensioni pilotano i quattro canali (fig. 3).

c) *Amplificatore e generatore di denti di sega.*

Seguiamo ora un canale di modulazione. Dopo un pentodo amplificatore la tensione a 40 kHz è applicata, tramite un diodo, alla griglia soppressore del generatore di denti di sega, il cui circuito è schematizzato in figura 5 *a* ed è denominato Phantastron.

Quando il tubo comincia a condurre, cioè nell'istante A (fig. 5 *b*) in cui la griglia di soppressione riceve l'impulso positivo, il potenziale anodico tende a diminuire, ma, attraverso il condensatore *C*, la variazione di potenziale viene riportata sulla griglia 1 la quale tende ad interdire il tubo. Pertanto si avrà un piccolo gradino AB come indicato in figura 4 *c*. Dopo questo istante il potenziale anodico continuerà a discendere, mentre la griglia 1 (la quale con pochi volt è capace di interdire il tubo), è mantenuta ad un potenziale lievemente negativo e praticamente costante. Non c'è pertanto corrente di griglia e la corrente di scarica del condensatore *C* è fornita dall'alimentatore attraverso la resistenza R_4. Poichè la caduta di tensione agli estremi di R_4 rimane costante, la resistenza R_4 e quindi il condensatore *C* vengono ad essere percorsi da una corrente costante. Se un condensatore è percorso da corrente costante, la tensione alle sue armature varia con legge lineare, come si vede dalla relazione:

$$[1] \qquad v = \frac{1}{C}\int i dt = \frac{I}{C}\int dt = \frac{I}{C}t + K$$

In conclusione si avrà una tensione che varia linearmente come il tratto BC di figura 5.

Fig. 3. — Schema a blocchi del modulatore d'impulsi.

All'istante C (fig. 5 *c*) il tubo viene interdetto mediante la tensione negativa applicata al soppressore. Il potenziale anodico tende a salire verso il potenziale di alimentazione ricaricando il condensatore *C* attraverso R_3 e la resistenza griglia-catodo, la quale a causa della corrente di griglia, si riduce a valori dell'ordine del migliaio di ohm. Praticamente si può dire che il tratto C D è esponenziale con costante di tempo R_3 *C* (poichè la resistenza griglia-catodo si può trascurare in confronto ad R_3).

Questo circuito produce una tensione a dente di sega molto lineare nel tratto utile B C. La sua linearità è ancora aumentata inserendo una induttanza in serie alla resistenza anodica. Infatti una induttanza percorsa da corrente genera una f.e.m. di autoinduzione che si oppone alle variazioni di corrente; quindi tende a mantenere costante la corrente da cui è percorsa sia l'induttanza che il condensatore *C*.

La tensione di comando sul soppressore non è una tensione rettangolare come in figura 5 *b*, ma una semionda limitata con un diodo. Ciò non altera nulla perchè l'ampiezza della semionda è molto grande

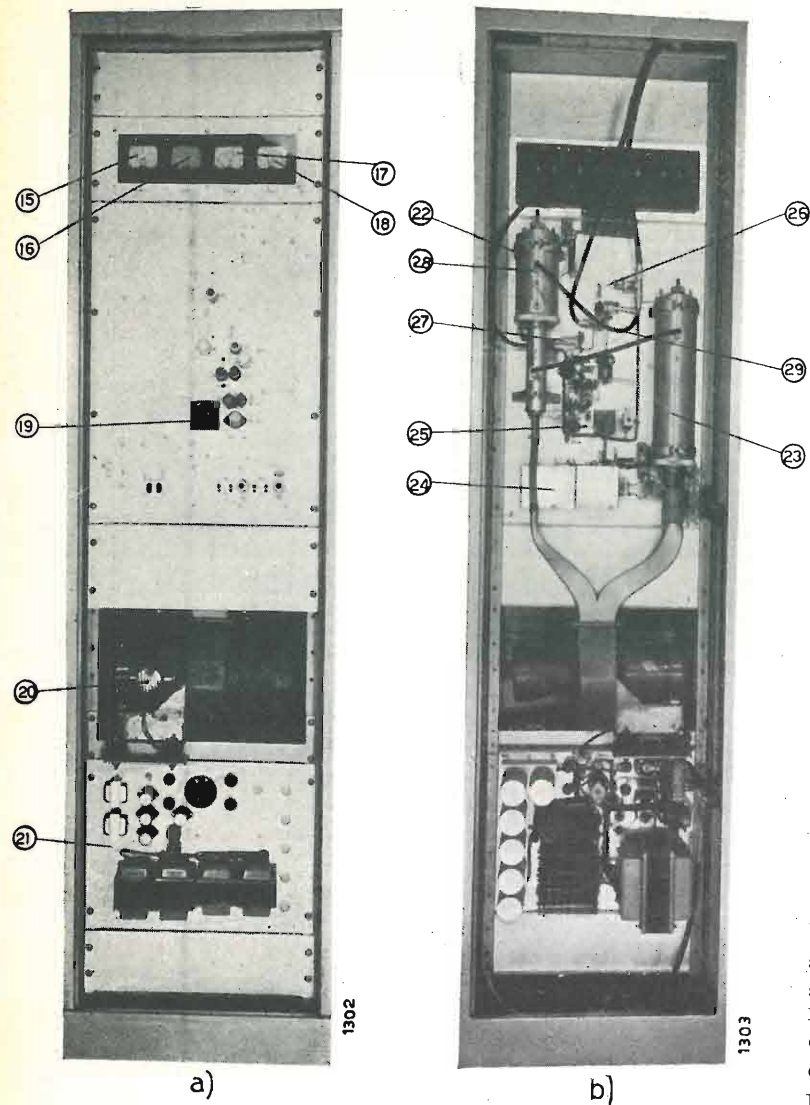



Fig. B — Trasmettitore: Pannello a radio frequenza: *a*) Vista anteriore; *b*) Vista posteriore.

15) Misura corrente anodica prefinale; 16) Misura corrente anodica finale; 17) Misura correnti anodiche e di griglia dei prestadi; 18) Indicatore d'uscita; 19) Commutatore letture prestadi; 20) Soffiatore; 21) Alimentatori; 22) Stadio finale; 23) Prefinale; 24) Prestadi R.F.; 25) Modulatore; 26) Rettificatore R.F.; 27) Ingresso impulsi; 28) Uscita R.F.; 29) Uscita controllo.

rispetto al potenziale di interdizione del soppressore.

Il tubo usato è un 6AS6 che ha come potenziale di interdizione del soppressore circa 10 volt.

d) *Modulatore e limitatori.*

La tensione a denti di sega viene applicata al tubo modulatore secondo lo schema di principio di

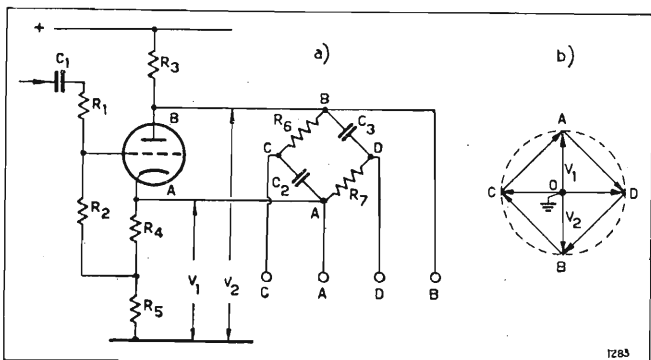



Fig. 4. — Sfasatore e relativo diagramma vettoriale delle tensioni del ponte di fase.

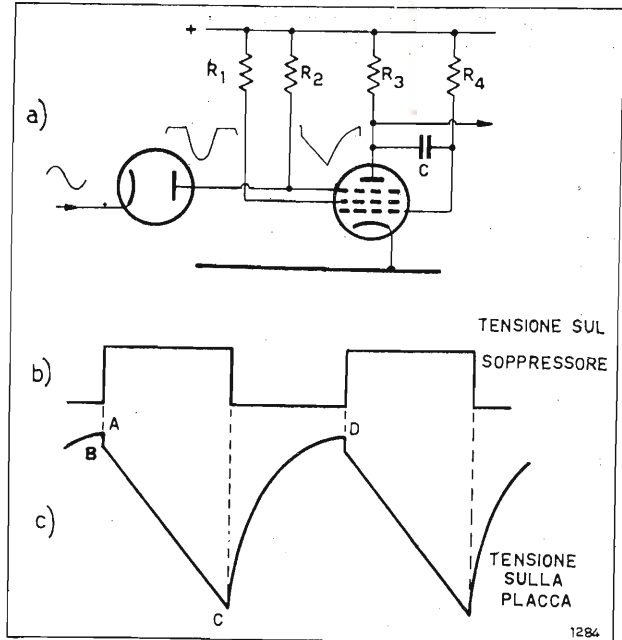



Fig. 5. — Generatore di tensioni a dente di sega e relative forme d'onda.

figura 6. In assenza di segnale il triodo 1 conduce perchè la sua griglia ha il ritorno al potenziale positivo di alimentazione. Il triodo 2 è interdetto mediante un opportuno potenziale dato alla sua griglia.

Durante il tratto lineare del dente di sega i potenziali dei catodi si abbassano (il primo triodo funziona da uscita catodica) fino a che principia a condurre il triodo 2 (istante *a*). Da questo istante i catodi rimangono a potenziale fisso, mentre il potenziale della griglia del primo triodo continua a discendere. Durante il ritorno, del dente di sega il triodo 1 principia a condurre (istante *b*), riportando in alto i potenziali dei catodi e interdicendo così di nuovo il triodo 2. Sulla placca del triodo 2 si manifesta una tensione rettangolare il cui lato *a-b* corrisponde al tempo di conduzione del triodo 2. Si conclude che l'istante *a*, che è quello che ci interessa, dipende dal potenziale dato alla griglia del triodo 2. Se questo potenziale varia col ritmo della audio frequenza (che indicheremo brevemente A.F.) il lato *a-b* e quindi i rettangoli agli estremi di R_3, variano in larghezza o durata col ritmo della A.F.

Al fine di contenere lo spostamento dell'istante *a* nel giusto valore si sono disposti due diodi che limitano

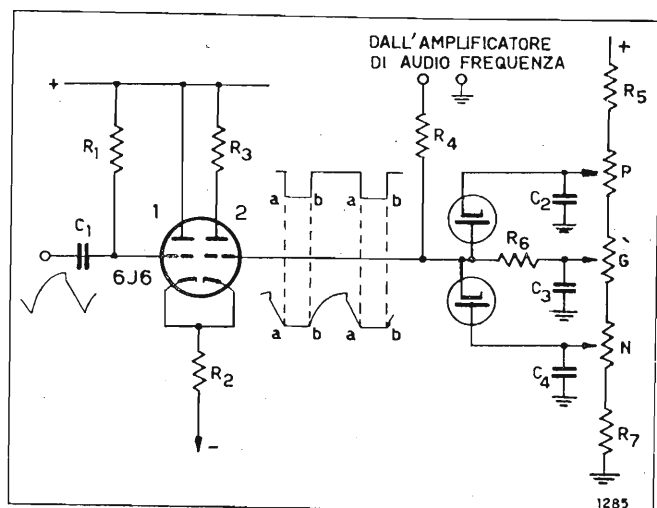



Fig. 6. — Stadio modulatore e limitatore.

le escursioni del potenziale della griglia del triodo 2, sia nel senso positivo, sia in quello negativo (diodi di sovramodulazione). Applicando una tensione alternata di ampiezza maggiore della tensione esistente tra i cursori dei potenziometri P e G, oppure G ed N, questa tensione viene limitata.

e) *Audio frequenza.*

La tensione di A.F. viene applicata, con ingresso simmetrico, ad un attenuatore variabile la cui uscita è applicata ad un trasformatore Ares E3 che serve da ingresso ad un amplificatore di A.F. costituito da un doppio triodo tipo 12AT7 controreazionato.

All'ingresso del primo triodo mediante gruppi *RC* viene data al segnale di A.F. una accentuazione (emphasis) di 75 μs.

f) *Generatore d'impulsi.*

La tensione rettangolare ottenuta sulla placca del triodo 2 dello stadio modulatore viene applicata alla griglia del generatore d'impulsi riportato in figura 7.

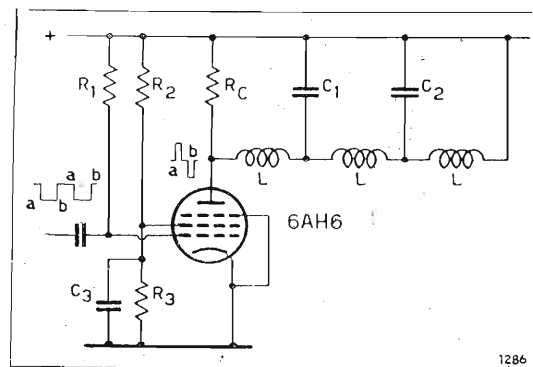



Fig. 7. — Generatore d'impulsi.

Questo consta di un pentodo il cui carico anodico è costituito da una linea di ritardo chiusa sulla propria impedenza caratteristica dal lato di placca e in corto circuito dall'altro lato.

La tensione rettangolare d'ingresso è tale da interdire il tubo durante il tempo *a-b*. A regime, sia in conduzione che interdetto, la tensione anodica è uguale alla tensione di alimentazione perchè la R_C è in parallelo con la linea cortocircuitata. Durante la commutazione da conduzione ad interdizione del tubo la linea si comporta come se al posto di essa vi fosse la sua impedenza caratteristica, per cui durante la commutazione il carico anodico è composto di due resistenze R_C in parallelo. Pertanto si produce uno sbalzo positivo di tensione (più alto del potenziale di alimentazione) di valore $R_C I/2$, essendo I la corrente che fluisce durante la conduzione. Questa perturbazione di tensione si propaga lungo la linea sino ad arrivare al suo estremo in corto circuito dove si riflette con segno invertito e torna su R_C annullando la sovratensione iniziale. Si produce così un impulso positivo, la cui durata (nel nostro caso è circa 0,3 μsec.) è il doppio del tempo che la perturbazione impiega a percorrere la linea di ritardo.

Durante la commutazione da interdizione a conduzione il processo è analogo invertito di segno, producendo così un impulso negativo, che nel nostro caso non ha importanza.

g) *Impulso marcatempo.*

Le semionde negative del canale 3 vengono inviate direttamente ad un generatore di impulsi perfettamente analogo a quello dei canali di modulazione con la sola differenza che il tempo di ritardo della linea è circa il triplo, onde ottenere impulsi di durata maggiore.

Per avere la giusta relazione di tempo indicata in figura 2, il marcatempo è stato derivato dal canale 3. Per lo stesso motivo gli stadi modulatori non lavorano tutti, a riposo, sullo stesso punto del dente di sega, ma in punti lievemente spostati lungo il tratto rettilineo.

h) *Mescolatori e stadio finale.*

Gli impulsi così formati sono applicati ad un tubo mescolatore che consiste di un pentodo 6AK5 la cui placca è in parallelo ai tubi mescolatori di tutti i canali e del marcatempo.

Ai tubi mescolatori arrivano gli impulsi positivi e negativi; i primi polarizzano automaticamente i tubi oltre l'interdizione per cui questi conducono solamente durante gli impulsi positivi.

Sul carico dei mescolatori, unico per tutti i canali, abbiamo pertanto tutta la serie degli impulsi. Questi vengono amplificati in un tubo tipo 5687 e prelevati (di segno positivo) dalla placca vengono inviati, tramite un cavo coassiale da 75 ohm di impedenza caratteristica, alla parte R.F. (Radio frequenza).

RADIO FREQUENZA.

Un oscillatore stabilizzato a quarzo genera la frequenza di 35,23 MHz. Uno stadio costituito da un doppio triodo (6J6) con griglie in controfase e placche in parallelo provvede ad una prima moltiplicazione per 2 (70,56 MHz).

Un tubo amplificatore 832A provvede ad una amplificazione per alimentare il successivo stadio triplicatore formato da un tubo 4X150A il cui circuito anodico, accordato su 211,68 MHz, è formato da una cavità coassiale.

Il finale è formato da un tubo 4X150A con circuito a cavità coassiale. Il circuito anodico è accordato sulla frequenza doppia (423,36 MHz). Alla cavità di griglia arrivano sia la radio frequenza, a mezzo cavo coassiale, sia gli impulsi di segno positivo, opportunamente amplificati. La griglia ha una polarizzazione negativa sufficiente a mantenere interdetto il tubo anche in presenza della radio frequenza. Solo durante gli impulsi il tubo finale conduce lasciando passare un treno di sinusoidi della radio frequenza, che dopo moltiplicazione per 2, vengono inviate, mediante cavo, in antenna.

L'antenna (fig. C) è costituita da un dipolo ripiegato a polarizzazione orizzontale con riflettore ad angolo di 60° con un guadagno di circa 12 db. Un simmetrizzatore a larga banda trasforma il sistema di alimentazione da dissimmetrico (cavo coassiale) in simmetrico.

3. Ricevitore.

RADIO FREQUENZA.

L'antenna ricevente è identica a quella trasmittente. Il segnale viene amplificato in R.F. da un tubo 6J4 con griglia a massa. I circuiti accordati di

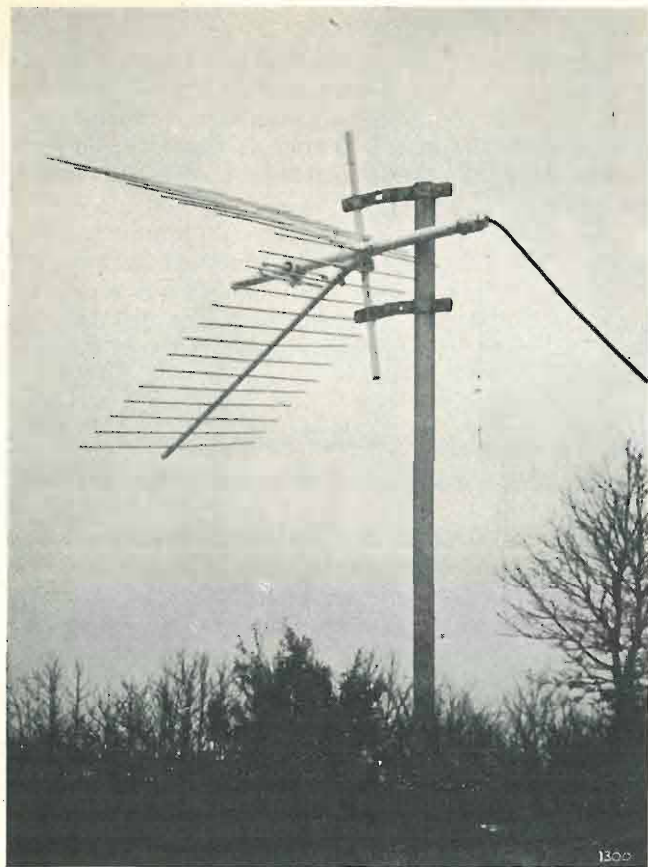



Fig. C — Antenna.

ingresso (sul catodo) e di uscita sono formati da linee coassiali accordate su un quarto d'onda.

L'oscillatore locale è costituito da un tubo 6AK5 controllato a quarzo sulla frequenza di 8,06 MHz il cui circuito di placca è accordato sulla terza armonica. Seguono quattro moltiplicatori per due, formati da tubi 6J6 con griglie in controfase e placche in parallelo. La frequenza così ottenuta (386,88 MHz) viene inviata insieme al segnale, al convertitore costituita da un tubo 6J4 con griglia a massa ed ingresso sul catodo. Il circuito anodico è accordato alla media frequenza di 36,48 MHz.

La media frequenza è costituita da cinque stadi a larga banda (4 MHz) ad accoppiamento induttivo con accoppiamento uguale a quello critico. I primi tre stadi sono formati da tubi multimu 6BA6 con polarizzazione regolabile manualmente. Non è stata

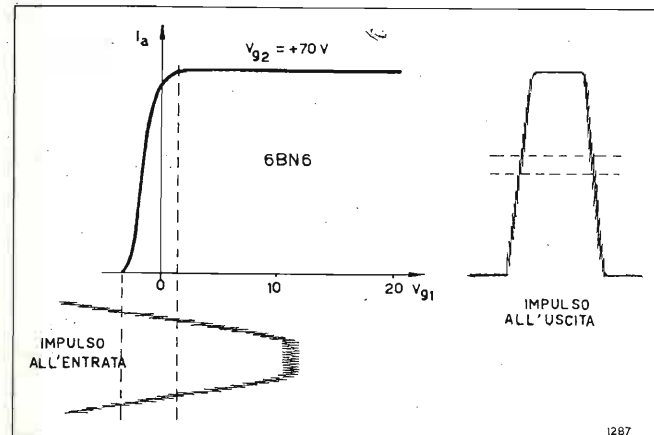



Fig. 8. — Caratteristica del tubo 6 B N 6 e sua azione limitatrice.

necessaria la regolazione automatica poichè, per la tratta usata, il campo non subisce fluttuazioni apprezzabili. Gli ultimi due stadi sono formati da due tubi 6AH6.

Il rivelatore di ampiezza è costituito da un diodo a cristallo tipo 1N56.

Gli impulsi rivelati vengono amplificati da un doppio triodo 5687 e, tramite un triodo connesso ad uscita catodica, applicati ad un tubo 6BN6 che funziona da limitatore. La caratteristica corrente anodica in funzione della tensione di griglia di questo tubo è riportata in figura 8 dalla quale risulta evidente l'azione limitatrice. Variando la polarizzazione si varia la parte dell'impulso che viene utilizzata. Segue un altro gruppo amplificatore-limitatore identico al primo ma con polarizzazione fissa.

Ognuno dei due limitatori utilizza circa un decimo della tensione applicata, per cui gli impulsi in uscita corrispondono circa ad una striscia larga un centesimo dell'impulso rivelato ed inoltre questa può essere spo-

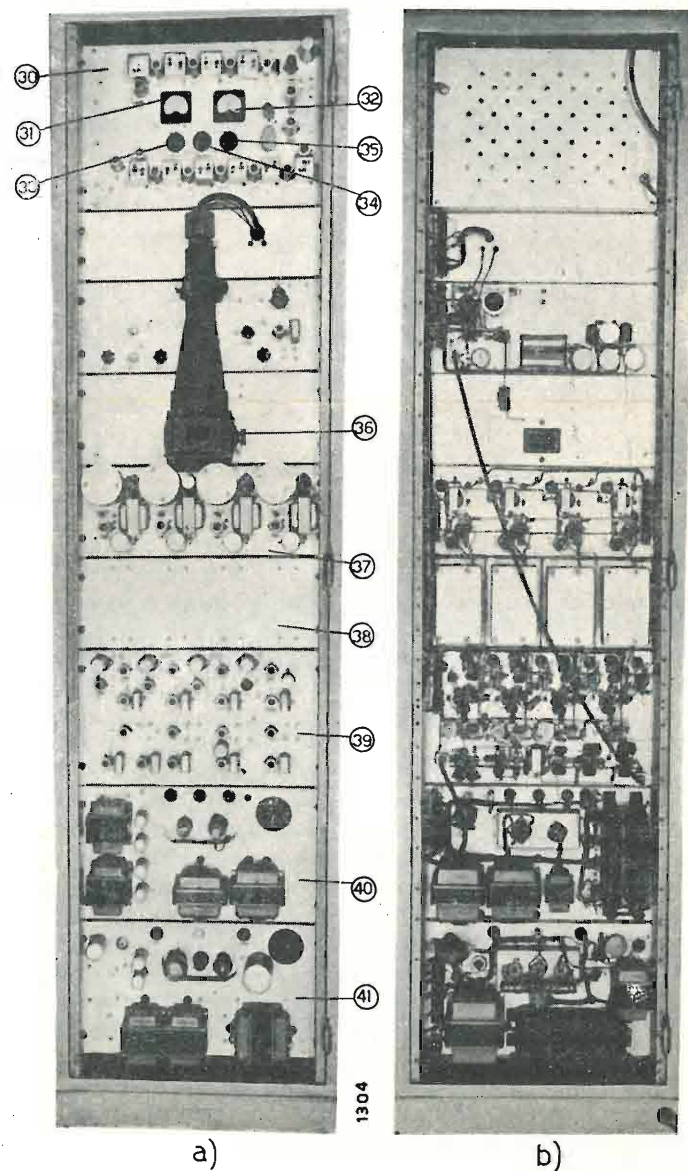



Fig. D — Ricevitore: *a*) Vista anteriore; *b*) Vista posteriore.
30) Parte R.F.; 31) Indicatore correnti di griglia; 32) Indicatore del campo ricevuto; 33) Commutatore di lettura; 34) Regolazione taglio impulsi; 35) Regolazione sensibilità; 36) Oscillografo di controllo; 37) Amplificatori d'uscita; 38) Pannello dei filtri; 39) Demodulatore d'impulsi; 40) Alimentatore parti R.F. e oscillografo; 41) Alimentatore del demodulatore.

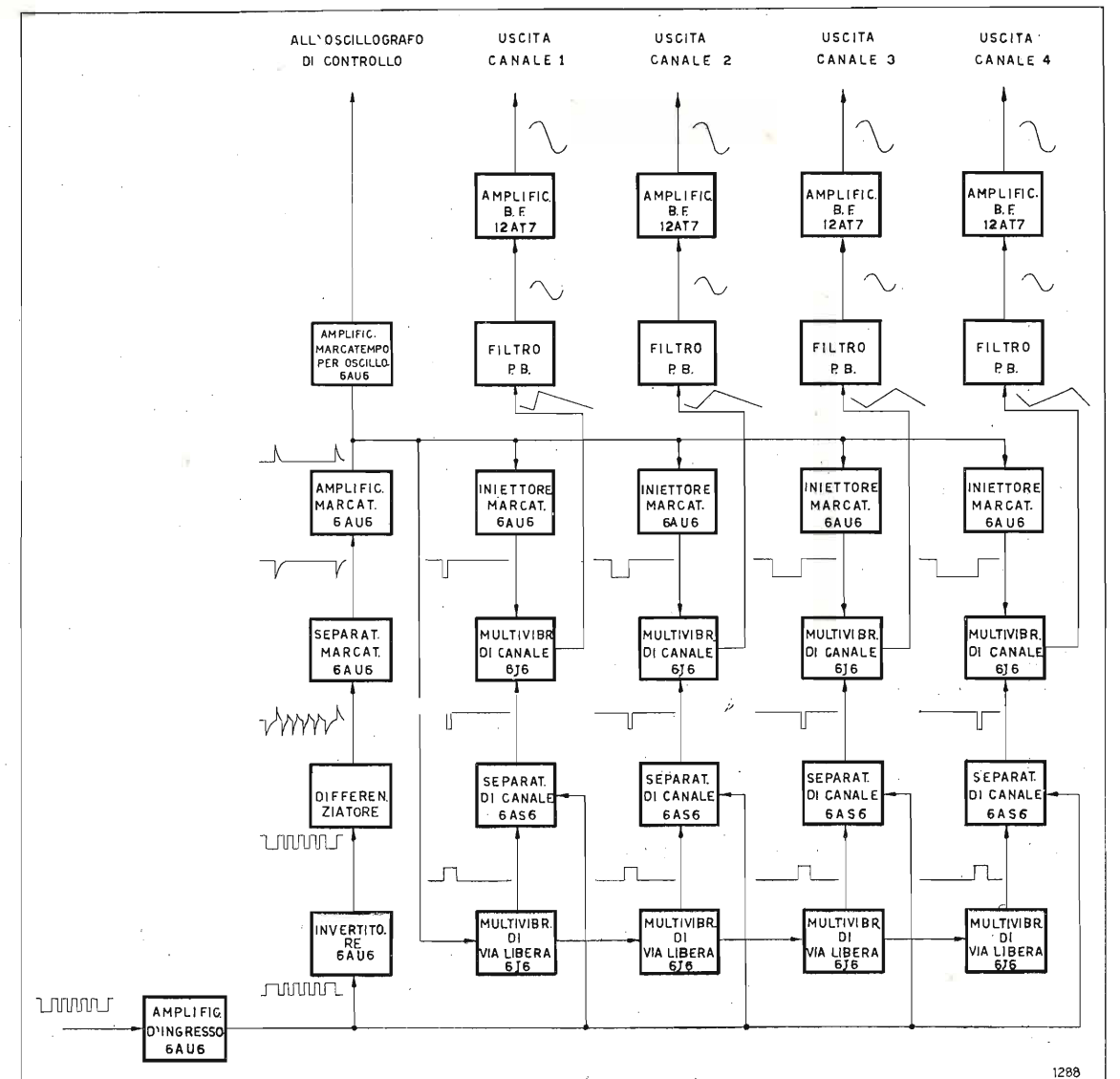



Fig. 9. — Schema a blocchi del demodulatore d'impulsi.

stata sull'impulso per utilizzare la posizione più conveniente.

Questa zona di lavoro è scelta nella regione di massima ripidità dei fronti dell'impulso, in quanto a parità di disturbo è minore lo spostamento del fronte.

La zona di lavoro va inoltre scelta in base alla distorsione che possono subire gli impulsi per effetto di un doppio percorso delle onde elettromagnetiche tra trasmettitore e ricevitore causato da riflessione del terreno o di altra natura. I due segnali ricevuti, avendo fasi diverse, danno luogo ad un segnale risultante di varia forma a seconda dell'entità del ritardo della riflessione. Rimandiamo alla bibliografia per un esame approfondito del fenomeno; in questa sede basti sapere che all'atto della installazione e messa a punto dell'apparecchiatura la zona di lavoro si sposterà lungo l'impulso in modo che il treno di impulsi in uscita sia il più regolare possibile e sia minimo il rumore di fondo.

Gli impulsi in uscita vengono inviati, mediante cavo coassiale, al demodulatore d'impulsi.

Demodulatore d'impulsi.

Il funzionamento del demodulatore d'impulsi (fig. D), rimane chiaro seguendo il diagramma dimostrativo a blocchi di figura 9.

a) *Separatore marcatempo.*

Gli impulsi, dopo l'amplificazione ed inversione di segno, vengono differenziati con una costante di tempo ($RC = 1\ \mu s$) tale che durante l'impulso marcatempo si ha scarica quasi completa del condensatore C, mentre durante gli impulsi modulati, molto più stretti, il condensatore C non ha il tempo di scaricarsi apprezzabilmente.

In tal modo (vedi fig. 10), in corrispondenza dell'impulso marcatempo si ha un impulso positivo assai più ampio di quelli corrispondenti agli impulsi modulati. Questa serie di impulsi è applicata ad un tubo 6AU6 per mezzo della costante di tempo $R'\ C'$, la quale funziona da polarizzazione automatica. Affinchè l'impulso utile non venga compresso, occorre che la costante di un tempo $R'\ C'$ assorba la minima energia. Pertanto essa è costituita da una piccola capacità (75 pF) e da una grande resistenza (2,5 MΩ).

Alla griglia schermo del tubo 6AU6 è applicata una tensione molto bassa (30 V) per cui il tubo si interdice molto facilmente; esso conduce infatti per i valori del potenziale di griglia compresi fra le rette 1 e 2 (fig. 10) e pertanto nel circuito di placca si hanno solamente gli impulsi corrispondenti alla fine dell'impulso marcatempo.

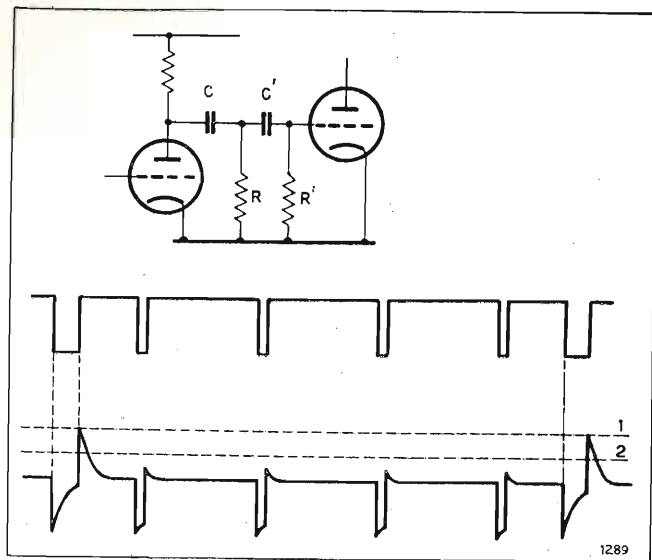



Fig. 10. — Separatore marcatempo e forme d'onda relative.

b) *Multivibratore di via libera.*

Gli impulsi marcatempo così separati vanno ad azionare il primo multivibratore di via libera. Questo è un multivibratore monostabile, cioè compie un ciclo completo allorchè riceve un impulso. Lo schema è quello classico ad accoppiamento catodico riportato in figura 11.

Allo stato di riposo il potenziale della griglia del secondo triodo è assai più elevato di quello della griglia del primo triodo, per cui il catodo del triodo 1 viene portato a potenziale molto positivo rispetto alla propria griglia e pertanto il triodo 1 è interdetto e il triodo 2 conduce.

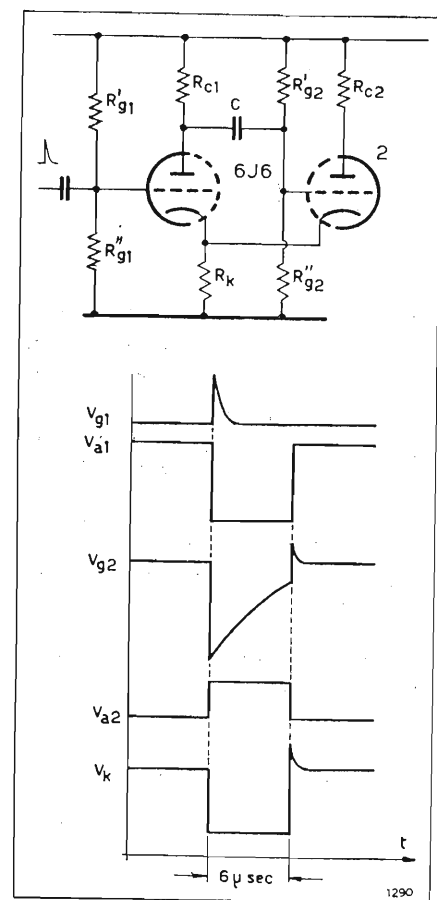



Fig. 11. — Multivibratore di via libera e forme d'onda relative.

Allorchè arriva un impulso positivo sulla griglia del triodo 1, questo principia a condurre, quindi il potenziale della sua placca si abbassa. Tale abbassamento viene trasferito alla griglia del triodo 2 diminuendo la sua conduzione, pertanto il potenziale dei catodi si abbassa aumentando la conduzione del triodo 1 con conseguente ulteriore abbassamento del potenziale della sua placca e quindi della griglia del triodo 2. Il processo è rigenerativo finchè si arriva dopo un brevissimo periodo di commutazione, alla conclusione: triodo 1 conducente, triodo 2 interdetto. Col passare del tempo il condensatore C si scarica e il potenziale della griglia del triodo 2 sale secondo una curva esponenziale la cui costante di tempo è RC, in cui R è la resistenza parallela di R''_{g2} e R'_{g2}. Appena il triodo 2 principia a condurre aumenta la corrente in R_k, il potenziale dei catodi si alza e il triodo 1 diminuisce la sua conduzione. Il potenziale della relativa placca si alza facendo aumentare la conduzione del triodo 2 con conseguente aumento del potenziale dei catodi. Il processo è rigenerativo e produce la commutazione dal triodo 1 col triodo 2, ripristinando così le condizioni di riposo.

In conclusione abbiamo sulla placca del triodo 2 una tensione rettangolare la cui parte positiva ha una durata di circa 6 μs cioè 1/4 del tempo a disposizione degli impulsi modulati. Sui catodi invece abbiamo una tensione rettangolare di segno opposto alla precedente.

Questa tensione è utilizzata per comandare il multivibratore di via libera del canale successivo. Ciò si ottiene differenziando la tensione V_k dei catodi ottenendo un impulso positivo (oltre un impulso negativo che non ha effetto) ritardato di 6 μs rispetto al marcatempo; questo impulso viene iniettato nel multivibratore di via libera del canale 2, il quale produce una tensione rettangolare identica a quella del canale 1, ma spostata di 6 μs in ritardo. Analogamente i multivibratori dei canali 3 e 4 vengono fatti scattare a catena uno dopo l'altro, ottenendo le forme d'onda b, e, h, m di figura 12.

c) *Separatore di canale.*

Il separatore di canale è costituito da un pentodo 6AS6 connesso secondo lo schema di figura 13 sulla cui griglia 1 arriva tutto il complesso degli impulsi. Gli elettroni possono passare dal catodo allo schermo solo durante gli impulsi positivi di tutti i segnali mentre il tubo rimane interdetto per il tempo rimanente. Questo è ottenuto applicando alla griglia 1 un potenziale di polarizzazione negativo (in realtà meno positivo) rispetto al catodo. La corrente anodica è interdetta per mezzo di una polarizzazione positiva del catodo rispetto al soppressore. Sulla griglia 3 arriva la tensione rettangolare proveniente dalla placca del triodo 2 del multivibratore di via libera. Solo durante la parte positiva di tale tensione può passare corrente anodica, semprechè sia permessa dalla griglia 1.

In conclusione passerà corrente anodica solo durante quell'impulso modulato che capita quando il soppressore è positivo. Così si vengono a separare con i quattro separatori ad uno ad uno i vari impulsi modulati corrispondenti ai vari canali. È stato usato il tubo 6AS6 perchè si può facilmente interdire col soppressore (circa 10 V).

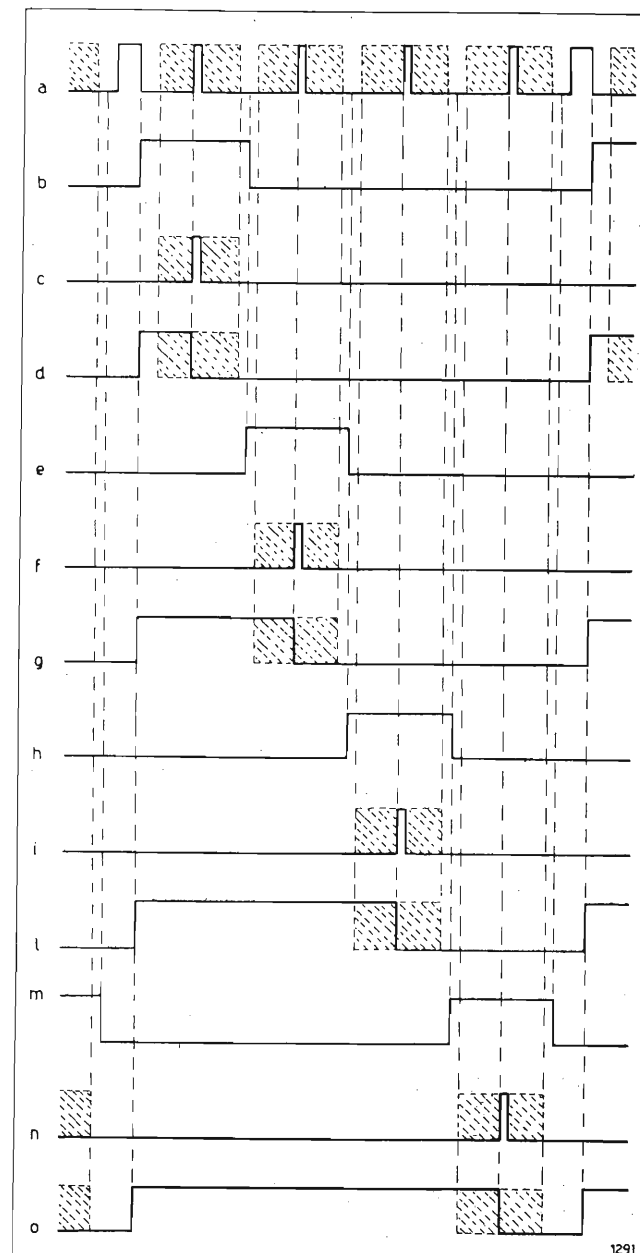



Fig. 12. — Forme d'onda relative alla separazione dei vari canali.

d) *Iniettore marcatempo.*

L'iniettore marcatempo è un pentodo, uno per canale, sulla cui griglia 1 arriva l'impulso marcatempo positivo, dopo che è stato separato dagli altri impulsi. Sulla placca si ottiene un impulso negativo che va a comandare il multivibratore di canale.

e) *Multivibratore di canale.*

Il multivibratore di canale è un multivibratore bistabile. Quando riceve un impulso si commuta da un triodo all'altro e rimane in tale stato finchè non arriva un altro impulso a riportarlo nelle condizioni iniziali. Cioè occorrono due impulsi per compiere un ciclo completo.

Anche questo multivibratore è del tipo ad accoppiamento catodico. Lo schema è riportato in figura 14.

Il tubo è un doppio triodo 6J6. Supponiamo che il triodo 1 sia in conduzione. Per effetto della caduta di tensione in R_{c1} la griglia del triodo 2 viene ad essere molto negativa rispetto al proprio catodo e il

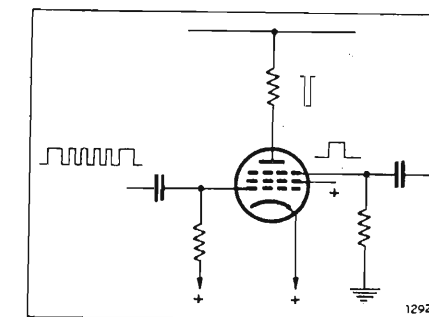



Fig. 13. — Separatore di canali.

triodo 2 rimane interdetto. Questa condizione è stabile poichè è determinata solo da resistenze.

Gli ulteriori impulsi negativi che giungono sulla placca del triodo 1 e quindi sulla griglia del triodo 2, non hanno alcun effetto. Se arriva invece un impulso negativo sulla griglia del triodo 1, questo diminuisce la sua conduzione, il potenziale della sua placca si alza portando in conduzione il triodo 2; questo processo è facilitato dal piccolo condensatore C. Principiando a condurre il triodo 2, il potenziale dei catodi aumenta diminuendo ulteriormente la corrente nel triodo 1 con conseguente aumento del potenziale della griglia del triodo 2. Il processo è rigenerativo finchè il triodo 1 rimane interdetto e il triodo 2 in conduzione. Si ottiene così la commutazione dal triodo 1 al triodo 2. Gli ulteriori impulsi negativi che possono giungere sulla griglia del triodo 1 non hanno più effetto. Invece un impulso negativo sulla placca del triodo 1 produce una nuova commutazione. Il condensatore C ha semplicemente lo scopo di accelerare le fasi di commutazione.

Sulla placca del triodo 1 arriva l'impulso marcatempo negativo a mezzo l'iniettore di marcatempo. Sulla griglia del triodo 1 arriva l'impulso modulato negativo del canale considerato proveniente dal separatore di canale. Sulla resistenza R_{c2} si ottiene una tensione rettangolare che inizia dal marcatempo e finisce all'arrivo dell'impulso modulato. La larghezza di tali rettangoli è via via crescente passando dal canale 1 al canale 4 (fig. 9).

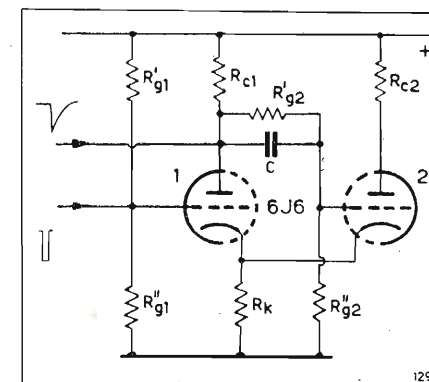



Fig. 14. — Multivibratore di canale.

f) *Filtro passa-basso.*

Il multivibratore di canale trasforma la modulazione di posizione in modulazione di durata. La convenienza di questa trasformazione appare considerando lo spettro di frequenza relativo alle due forme d'onda:

Per la modulazione di posizione si ha:

[1]

$$e(t) = \frac{1}{n} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \operatorname{sen} \frac{k\pi}{n} \Big\{ J_0(k\varphi) \cdot \cos k\omega_0 t +$$
$$+ J_1(k\varphi) \cdot \cos(k\omega_0 + \omega_1)t - J_1(k\varphi) \cdot \cos(k\omega_0 - \omega_1)t$$
$$+ J_2(k\varphi) \cos(k\omega_0 + 2\omega_1)t - J_2(k\varphi) \cos(k\omega_0 - 2\omega_1)t$$
$$+ \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot + \cdot \cdot \Big\}$$

essendo n il rapporto tra il periodo di ripetizione dell'impulso; $\omega_0/2\pi$ la frequenza di ripetizione degli impulsi; $\omega_1/2\pi$ la frequenza modulante; φ l'entità angolare dello spostamento dell'impulso rispetto alla posizione di riposo considerando 360^0 lo spostamento massimo consentito; J le funzioni di Bessel.

Lo spettro di frequenza è riportato in figura 15 *a*.

Per la modulazione di durata si ha:

[2]

$$e(t) = \frac{1}{n} \cdot (1 + p \operatorname{sen} \omega_1 t) +$$
$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \Big\{ \operatorname{sen} \frac{k\pi}{n} \cdot J_0(B_L) \cos k\omega_0 t +$$
$$+ \cos \frac{k\pi}{n} J_1(B_L) \Big[\operatorname{sen}(k\omega_0 + \omega_1)t - \operatorname{sen}(k\omega_0 - \omega_1)t \Big]$$
$$+ \cos \frac{k\pi}{n} J_2(B_L) \Big[\operatorname{sen}(k\omega_0 + 2\omega_1)t - \operatorname{sen}(k\omega_0 - 2\omega_1)t \Big]$$
$$+ \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \Big\}$$

in cui p è la variazione massima della durata degli impulsi rispetto alla loro durata media $\frac{1}{n}$; $B_L = p \frac{k\pi}{n}$.

Lo spettro di frequenza è riportato in figura 15 *b*.

Nei due diagrammi sono riportate le ampiezze relative delle varie componenti per il caso particolare sotto specificato. Confrontando i due spettri si nota una componente a frequenza audio $\omega_1/2\pi$ nella modulazione di durata (primo termine della [2]) che invece non figura nella modulazione di posizione. Questa componente può essere facilmente filtrata con filtro passa-basso.

Dalla [2] si vede anche che a parità di variazione della durata dell'impulso (profondità di modulazione) la componente ad audio frequenza è funzione della durata media dell'impulso; per cui alle forme d'onda dei 4 canali d, g, l, o, di figura 12 competeranno

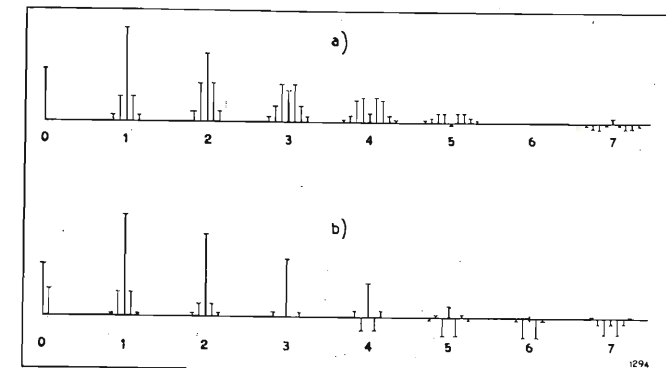



Fig. 15. — *a*) Spettro di frequenza di impulsi modulati in posizione; caso particolare $n = 6$, $\varphi = 0{,}523$;
b) spettro di frequenza di impulsi modulati in durata; caso particolare $n = 6$; $p = 0{,}5$.

livelli audio diversi. I livelli di uscita sono comunque resi uguali, a parità di profondità di modulazione, compensando le differenze con l'amplificatore di uscita.

Il filtro passa-basso è composto di quattro cellule: una a *K* costante (cellula centrale), due con frequenza di massima attenuazione di 40 kHz e una suddivisa ai due estremi con $m = 0{,}6$ per avere impedenza di ingresso e di uscita del filtro costante.

Il filtro è composto di ben quattro cellule onde avere una forte attenuazione della frequenza di ripetizione di gruppo (40 kHz). Questo si è reso necessario per rendere possibile la misura di rumore di fondo con la normale apparecchiatura la quale misura anche le frequenze ultrasonore. L'impedenza del filtro è di 500 Ω e pertanto deve sempre rimanere chiuso su tale impedenza. Le induttanze sono formate con nuclei di « Ferroxube » ad alta permeabilità.

g) *Amplificatore di bassa frequenza.*

All'uscita del filtro passa-basso si ha la audio frequenza. Essa è però ad un livello troppo basso per cui è necessario amplificarla. L'amplificatore è costituito da un doppio triodo 12AT7 controreazionato. All'ingresso di esso è posta la costante di tempo di deaccentuazione da 75 μs che toglie l'esaltazione alle alte frequenze introdotte nel trasmettitore.

L'uscita dell'amplificatore è simmetrica con impedenza di 500 Ω. Il livello massimo di uscita è di + 6 db. Il trasformatore ARES-E3 si è dimostrato il migliore agli effetti della distorsione ai livelli in gioco.

4. Apparecchiature di controllo.

Il trasmettitore è montato su due intelaiature che possono essere sistemate in punti diversi di uno stabile; per esempio la parte R.F. vicino all'antenna per avere la minima perdita nel cavo di uscita e la parte degli impulsi vicino al personale sorvegliante.

Sul cavo di uscita della R.F. un rivelatore a cristallo rivela gli impulsi, i quali, con cavo coassiale, vengono portati al modulatore d'impulsi dove si ha un ricevitore di controllo il quale può essere commutato su uno qualsiasi dei quattro canali per ascoltarli separatamente con altoparlante sistemato sulla porta anteriore della intelaiatura.

Inoltre un oscillografo permette la visione dell'insieme degli impulsi rivelati. Esso serve anche a controllare tutte le forme d'onda nei vari stadi del modulatore d'impulsi. L'oscillografo è sistemato verticalmente ed è visibile dal davanti per mezzo di uno specchietto posto a 45°. Lo specchietto può ruotare di 90° per rendere visibile l'immagine dal di dietro; ciò è molto utile quando si controllano le varie forme d'onda.

Il ricevitore, posto in un'unica intelaiatura, possiede anch'esso l'oscillografo per il controllo dell'insieme degli impulsi e delle altre forme d'onda.

5. Larghezza di banda.

In ricezione agli impulsi si sovrappone il rumore di fondo del ricevitore come rappresentato in figura 8. Le rette a b rappresentano la zona utilizzata dell'impulso. Il disturbo sposta il fronte dell'impulso sull'asse dei tempi producendo una modulazione di posizione che si sovrappone a quella utile. Lo spostamento dell'impulso per effetto del disturbo è tanto

meno sentito quanto più il fronte dell'impulso è ripido; se il tempo di salita fosse zero, il disturbo non produrrebbe alcun spostamento dell'impulso.

Fronti molto ripidi corrispondono a larghezze di banda molto forti. La relazione che lega il rapporto « segnale/disturbo » alla larghezza di banda è la seguente:

[3]
$$\frac{V_s}{V_d} = 3{,}16 \cdot \Delta f \cdot \Delta t_p \cdot \frac{V_{ps}}{V_{pd}} \sqrt{\frac{f_r}{\Delta f_a}}$$

dove V_s/V_d è il rapporto segnale disturbo, Δf la larghezza di banda, Δt_p è lo spostamento dell'impulso relativo alla massima profondità di modulazione, V_{ps} valore di picco del segnale, V_{pd} valore di picco del disturbo, f_r frequenza di ripetizione, Δf_a larghezza di banda delle frequenze audio.

I valori del nostro caso sono: $\Delta f = 4$ MHz, $\Delta t_p = \pm 2$ μsec., $f_r = 160$ kHz; $\Delta f_a = 12$ kHz; i valori di picco del segnale e del disturbo si possono ritenere dell'ordine dei 4 mV e 30 μV rispettivamente.

Con questi valori la [3] dà 79 db. Generalmente si ritiene che gli impulsi marcatempo apportino una energia di disturbo in ogni canale uguale a quella propria del canale, per cui occorre detrarre 3 db dalla cifra prima data e si ottiene 76 db.

Poichè V_{pd} è proporzionale a $\sqrt{\Delta f}$ della [3] si ha che il rapporto « segnale/disturbo » è proporzionale a $\sqrt{\Delta f}$ a parità di V_{ps}.

Se invece si ritiene che la potenza media erogata dal trasmettitore rimanga costante al variare di Δf e che la durata degli impulsi sia inversamente proporzionale a Δf si ha che V_{ps} diviene proporzionale a $\sqrt{\Delta f}$ ed il rapporto « segnale/disturbo » rimane proporzionale a Δf . In figura 16 sono tracciati gli andamenti di V_s/V_d in funzione della larghezza di banda Δf

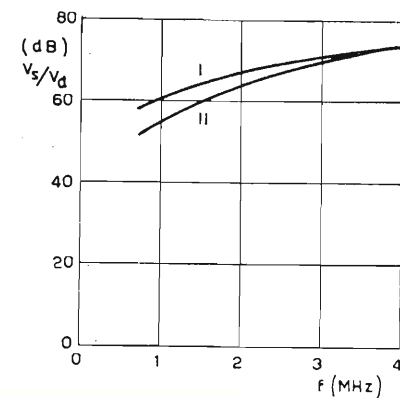



Fig. 16. — Rapporto « segnale/disturbo » in funzione della larghezza di banda.

per i due casi di segnale ricevuto costante (curva I) e di potenza media erogata dal trasmettitore costante (curva II). Quest'ultimo caso è ovviamente quello che più si avvicina al caso reale.

6. Diafonia.

La diafonia tra un canale e il successivo può derivare, sia da una insufficiente trasmissione delle frequenze alte, sia da una insufficiente trasmissione delle frequenze basse.

Consideriamo (fig. 17) due impulsi di canali consecutivi applicati ad un filtro passa-basso *RC* (fig. 17*a*) al quale in effetti, si possono assimilare gli stadi di amplificazione. Gli impulsi, per effetto dell'insufficiente

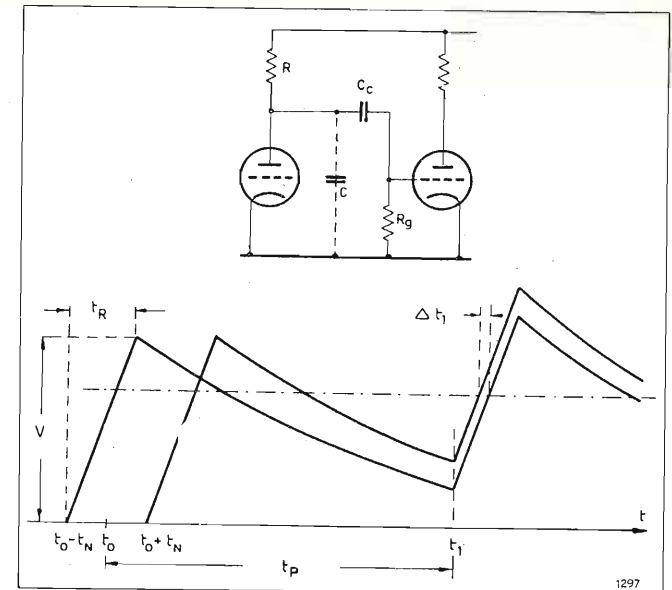



Fig. 17. — Diafonia dovuta a mancata trasmissione delle frequenze elevate: larghezza di banda molto stretta.

trasmissione delle alte frequenze, hanno un tempo di salita t_R elevato ed un ritorno lento. Consideriamo le due posizioni estreme di un impulso modulato; se la deviazione è $\pm t_N$, per le due posizioni estreme l'impulso inizia rispettivamente negli istanti $t_0 - t_N$ e $t_0 + t_N$. Nell'istante t_1 inizia l'impulso del canale successivo supposto non modulato; poichè la scarica dell'impulso precedente è lenta, quando ha inizio l'impulso del secondo canale esso si sovrappone alla tensione residua dell'impulso precedente, tensione residua che dipende dall'istante di inizio del primo impulso e quindi dalla sua modulazione di posizione. Il secondo impulso risulterà quindi spostato di una quantità Δt_1 dipendente da t_N; tale spostamento misura la diafonia del primo canale sul secondo.

Il calcolo (vedi Bibliografia) mostra che i requisiti di larghezza di banda per la diafonia sono meno stringenti di quelli necessari per il rapporto « segnale/disturbo ». In altre parole con una data larghezza di banda la diafonia risulta minore del rumore di fondo.

Consideriamo ora la diafonia dovuta alla mancanza di trasmissione delle frequenze basse causate dalle costanti C_c ed R_g (fig. 17 *a*) del circuito di accoppiamento. La forma degli impulsi viene modificata come è mostrato, in modo esagerato, dalla figura 18.

L'effetto di diafonia è rappresentato dal ritardo Δt_2 del secondo impulso, ritardo che dipende dalla posizione del primo impulso, cioè da t_N. La diafonia Δt_2 si manifesta, sia perchè nell'istante t_1, in cui ha inizio il secondo impulso, il livello di partenza (v_1, v_2)

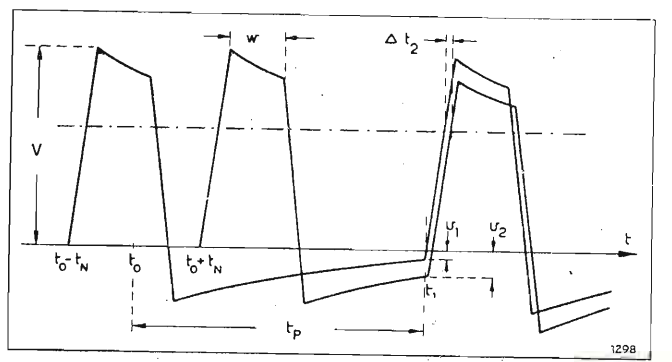



Fig. 18. — Diafonia dovuta a mancata trasmissione delle frequenze basse.

varia con t_N a causa dell'insufficienza di trasmissione delle frequenze basse che produce la coda negativa dell'impulso, sia in seguito alle limitazioni di trasmissione alle frequenze alte, per cui il tempo di salita non è nullo e quindi i due fianchi inclinati dell'impulso risultano spostati di Δt_2 come si vede in figura 18; cioè l'effetto ora considerato dipende dall'insufficienza di trasmissione, sia alle basse frequenze, sia alle alte frequenze.

In generale, per una data larghezza di banda, l'andamento della diafonia per effetto di mancanza di trasmissione delle frequenze basse ha un andamento che presenta due minimi (fig. 19). Il primo minimo corrisponde ad una frequenza molto bassa e si spiega col fatto che, passando anche le frequenze molto basse (grande costante di tempo $C_c R_g$) gli impulsi non subiscono la deformazione di figura 18.

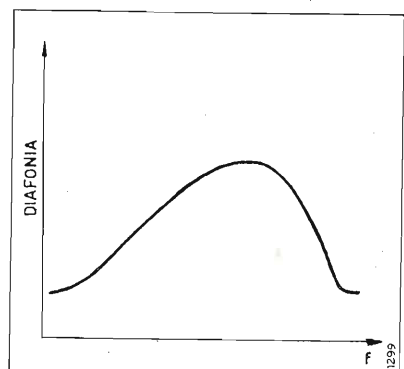



Fig. 19. — Andamento della diafonia in funzione della frequenza di taglio del filtro passa alto costituito dalle costanti di accoppiamento R_g, C_c.

Il secondo minimo si spiega col fatto che l'impulso viene parzialmente differenziato e ritorna sulla linea di base prima che sopraggiunga l'impulso seguente.

Nel nostro caso la costante di tempo più conveniente è risultata di 0,01 secondi con $R = 200$ kΩ e $C = 50\,000$ pF.

Caratteristiche elettriche

Risposta di frequenza	± 0,5 dB da 30Hz a 12kHz
Distorsione	a 50 Hz 0,5% oltre i 100 Hz 0,3%
Rumore di fondo	— 70 dB
Diafonia	almeno 10 dB al disotto del rumore di fondo
Accentuazione e deaccentuazione	75 μs.
Durata impulsi modulati	0,3 μs.
Durata impulsi marcatempo	1,2 μs.
Frequenza di ripetizione di gruppo	40 000 Hz
Larghezza di banda degli amplificatori d'impulso	2 MHz
Larghezza di banda in R.F.	4 MHz
Frequenza portante	423 MHz circa

Questo Ponte Radio è in funzione da circa un anno e collega, per i tre programmi radiofonici e per l'audio della televisione, gli studi di Torino posti in via Montebello ai trasmettitori a diffusione circolare posti in località Eremo sulle colline torinesi.

(234)

Bibliografia

1 - *Waveforms*. M.I.T. Radiation Laboratory Series. Vol. 19, Mc. Graw Hill, 1949.

2 - Black: *Modulation Theory*. Bell Laboratory Series Van Mostrand Co, 1953.

3 - *Cross-Talk Consideration in Time-Division Multiplex*. Electrical Comunication, September 1951.

4 - *A Pulse-Phase Modulated Multi-channel Radio Link operating on metre-waves*. Communication News Philips, Semptember 1953.

5 - *Impulsomodulation*. A.E.U., Januar 1950.

6 - *Pulse Time Division Radio Ralay*, R.C.A., Review 1946, vol. 7.

7 - E. Kretzmer: *Interference Characteristics of Pulse-Time Modulation*. M.I.T., Technical Report, n. 92.

UN CONVERTITORE DI STANDARD PER LO SCAMBIO INTERNAZIONALE DI PROGRAMMI TELEVISIVI

J. HAANTJES E TH. G. SCHUT

(Continuazione - Vedi numero precedente a pag. 169)

CONSIDERAZIONI COMPLEMENTARI SULLA FORMAZIONE DELLA « SECONDA » FIGURA DI INTERFERENZA.

Nella figura 5 è stata disegnata quattro volte (sotto le cifre 1, 2, 3 e 4) la sezione trasversale delle linee sul bersaglio. AB, CD ed EF sono sezioni trasversali di linee della prima trama di iscrizione e A′B′, C′D′ ed E′F′ di linee della seconda trama, interposta; PQ, RS, ecc. di linee della prima trama di analisi e P′Q′, R′S′, ecc. di linee della seconda trama di analisi, interposta. Per semplicità si è ammesso quanto segue: le due trame di iscrizione si completino (quindi A′B′ = BC, ecc.) e così pure le due trame d'analisi (P′Q′ = QR, ecc.); la linea di iscrizione superiore e la linea di analisi superiore comincino alla stessa altezza (A e P ambedue all'altezza h_1); il numero delle linee di iscrizione stia al numero delle linee di analisi come 3 : 4. Da questa ultima ipotesi segue che dopo tre linee di iscrizione di una data trama (= quattro linee di analisi) la situazione si ripete e quindi che la regione compresa tra h_1 e h_2 è rappresentativa di tutto il bersaglio. Supponiamo ancora che la persistenza del tubo catodico sia nulla.

Possiamo ora dedurre facilmente dalla figura 5 su quali linee di analisi si ottenga un segnale dell'ultima trama iscritta e come stiano fra loro le intensità corrispondenti del segnale. Per questo cerchiamo in quale misura le linee di analisi dispari (contrassegnate con 2) coincidono con le linee di iscrizione pari (contrassegnate con 1) e le linee di analisi pari (contrassegnate con 4) coincidono con le linee di iscrizione pari (contrassegnate con 3). Sulla figura 5 ciò è indicato con tratteggio; la grandezza di ciascuna superficie tratteggiata costituisce una misura dell'intensità del segnale per la linea di analisi considerata. Si vede che all'altezza di h_1 e h_2 si produce un segnale intenso e in h_m un segnale debole. Se col segnale ottenuto si costruisce un'immagine essa presenterà delle strisce chiare alle altezze corrispondenti ad h_1 e h_2 e, tra queste, presenterà delle strisce scure; e ciò si applica alle *due* trame interposte. Il numero di strisce scure dell'immagine è uguale alla differenza tra il numero di linee *per trama;* è quello che poc'anzi abbiamo chiamato « seconda » figura di interferenza. (La « prima » figura di interferenza che comporta un numero doppio di strisce scure — numero uguale alla differenza dei numeri di linee per *immagine completa* — nella figura 5 è totalmente assente. Ciò risulta dal fatto che si è supposto che le linee iscritte di una trama fossero larghe quanto l'interlinea; in realtà esse sono più strette. Questa figura ha, come la seconda, delle strisce chiare in h_1 e h_2 e inoltre una striscia chiara in h_m. Quest'ultima risulta dal fatto che la linea R′S′ analizza la linea di iscrizione CD. Ciò produce un segnale debole poichè CD non appartiene alla trama di iscrizione immediatamente precedente. È perciò che questa figura non si manifesta mai in misura intensa con l'iconoscopio di immagine).

L'intensità della seconda figura di interferenza dipende dalla differenza di tempo tra l'iscrizione e l'analisi, cioè dalla differenza di fase tra il fascio iscrittore del tubo ricevente e il fascio analizzatore del tubo analizzatore e, parimenti, dalla *persistenza* della sostanza fluorescente. Per precisare la cosa, consideriamo più da vicino quello che avviene sugli elementi di superficie del bersaglio.

Dapprima consideriamo gli elementi di superficie che ricevono la loro carica da una trama di iscrizione

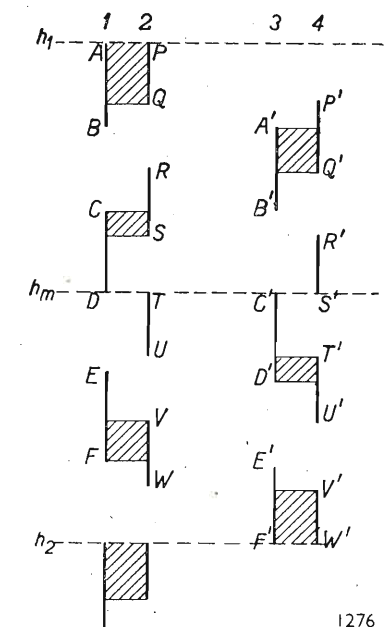



Fig. 5. — Illustrazione della apparizione della seconda figura di interferenza. AB, CD ed EF sono sezioni trasversali di linee di iscrizione sul bersaglio appartenenti a una trama dispari, e PQ, RS, TU e VW sono sezioni trasversali di linee di analisi dispari. Alle trame pari appartengono le sezioni A′B′, C′D′ e rispettivamente P′Q′, R′S′, ecc. Si suppone che P si trovi alla stessa altezza di A (altezza h_1), che il numero delle linee di iscrizione stia al numero delle linee di analisi come 3 : 4 (perciò sotto h_2 avviene una ripetizione della banda h_1-h_2), e che le interlinee abbiano la stessa larghezza delle linee stesse (AB = CD = A′B′, ecc. e PQ = QR = P′Q′, ecc.). La grandezza delle superfici tratteggiate è approssimativamente una misura dell'intensità del segnale per linea di analisi. Si generano quindi segnali intensi in h_1 e h_2, e segnali deboli tra i due, in h_m. Da ciò l'apparizione di strisce chiare nell'immagine in h_1 e h_2 e di strisce scure in h_m.

che chiameremo « dispari ». Potremo ripartire questi elementi in due gruppi: elementi che saranno già spazzolati durante la prima trama di analisi ed elementi che saranno spazzolati soltanto durante la seconda trama. Se indichiamo con Δt la « durata di attesa » del primo gruppo, quella del secondo sarà $\Delta t + 1/50$ sec.

Gli elementi dei due gruppi non sono ripartiti uniformemente sul bersaglio; vi sono regioni ove predominano elementi del primo gruppo, altre ove predominano elementi del secondo e, parimenti, regioni ove si ritrovano i due gruppi mescolati. Ora, le regioni ove si riscontrano in prevalenza elementi di un gruppo, corrispondono alle strisce chiare della figura di interferenza. In effetti è qui che le linee di analisi cadono pressocchè sulle linee di iscrizione e si ha quindi, in massima parte, un valore solo della « durata di attesa » (Δt nella prima, terza, ecc. striscia chiara; $\Delta t + 1/50$ nella seconda, quarta, ecc. striscia chiara).

Lo stesso avviene per una trama di iscrizione « pari ». Anche in questo caso sul bersaglio si trovano regioni che comportano essenzialmente elementi con durata di attesa Δt che suscitano la prima, terza, ecc. strisce chiare dell'immagine; altre regioni con durata di attesa $\Delta t + 1/50$ che corrispondono alle strisce bianche intercalate; e regioni miste alle quali sono dovute le strisce scure della prima figura di interferenza.

Consideriamo adesso la corrente fotoelettrica i_{ph} che arriva su un elemento Δ S del bersaglio con durata di attesa Δt. Nella figura 6*a*, i_{ph} è rappresentata in funzione del tempo. A un certo istante t_1 il fascio d'iscrizione del tubo catodico passa sull'elemento di superficie dello schermo fluorescente corrispondente a Δ S. Questo elemento emette una luce che diminuisce di intensità secondo la curva di persistenza della sostanza fluorescente. La corrente fotoelettrica diminuisce nella stessa maniera (fig. 6*a*). All'istante $t_2 = t_1 + \Delta t$ l'elemento considerato del bersaglio è spazzolato. Sulla figura 6*b* è disegnata la stessa cosa per un elemento avente una durata di attesa di $\Delta t + 1/50$ sec; all'istante t_3 i fotoelettroni cominciano ad arrivare sull'elemento e in $t_4 = t_3 + \Delta t + 1/50$ sec passa il fascio analizzatore. Nella figura 6 è

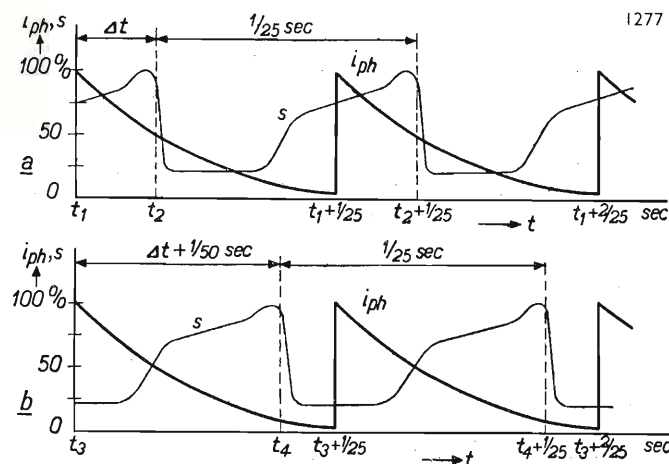



Fig. 6. — Illustrazione dell'influenza della differenza di tempo *t* tra iscrizione e analisi. Sono state riportate in funzione del tempo, la corrente fotoelettrica i_{ph} che cade su un elemento del bersaglio, e la sensibilità *s* di questo elemento (i_{ph} segue la caratteristica di persistenza della sostanza fluorescente, *s* è stato rilevato dalla figura 4; i_{ph} e *s* sono ambedue rappresentati in scala relativa).
In a) una sensibilità elevata coincide con elevati valori istantanei di i_{ph}, in b) no. Di conseguenza, nel caso a) il segnale è più intenso che nel caso b).

stata rappresentata con una linea a tratto sottile la sensibilità di analisi *s* dell'elemento di bersaglio (confronta fig. 4). Si può determinare il segnale, partendo da questa curva, integrando $s i_{ph}$ per un periodo di 1/25 sec. Anche senza procedere in extenso si vede bene che nel caso della figura 6*a* il segnale prodotto è più intenso che nel caso della figura 6*b*; infatti nella figura 6*a* una grande sensibilità coincide con valori istantanei grandi della corrente fotoelettrica; nella figura 6*b* essa coincide invece con valori piccoli della corrente. Questa differenza d'intensità del segnale — che è la causa della seconda figura di interferenza — dipende manifestamente da Δt, grandezza che si può far variare da zero a 1/50 sec. Se si riduce Δt, l'intensità del segnale decresce nella figura 6*a* e cresce nella figura 6*b*; c'è quindi un valore determinato di Δt per il quale i due segnali hanno la stessa intensità e conseguentemente la seconda figura d'interferenza scompare. La apparizione di interferenza potrebbe essere dunque combattuta in questo modo, ma è preferibile usare il metodo dello « spot wobble » precedentemente commentato. Si può rendere allora Δt quanto più grande possibile con il vantaggio di far divenire quanto più piccola possibile la già ricordata imprecisione di movimento.

Termineremo queste considerazioni segnalando un'ulteriore causa dell'apparizione della seconda figura di interferenza e precisamente il fatto che le linee delle trame interposte si ricoprono più o meno. Poichè questo effetto con l'iconoscopio di immagine si manifesta in debole misura, su di esso non insisteremo.

Battimento dovuto all'ineguaglianza delle frequenze d'immagine.

La terza difficoltà ricordata si manifesta quando i due sistemi di televisione differiscono leggermente per la frequenza d'immagine. Ordinariamente si sceglie la frequenza di trama (due volte la frequenza d'immagine) uguale alla frequenza di rete, cioè in Europa nominalmente 50 Hz. Se tuttavia le reti elettriche dei paesi interessati non sono accoppiate fra loro — la rete inglese non è accoppiata con le reti continentali — si producono piccole differenze fra le frequenze d'immagine. In questo caso la differenza di tempo tra l'iscrizione e l'analisi degli elementi del bersaglio del tubo analizzatore varia costantemente e ne consegue una fluttuazione del segnale di uscita dalla camera, di frequenza uguale alla differenza fra le due frequenze di trama. Nell'immagine a 625 linee ottenuta, ciò si traduce in una fluttuazione di brillanza avente tale frequenza. Inoltre, quando le frequenze d'immagine sono disuguali, eventuali residui degli effetti esaminati precedentemente possono di nuovo divenire più o meno fastidiosi. Quando, per effetto di « clamping » imperfetto, le componenti di bassa frequenza della corrente fotoelettrica non sono state interamente eliminate, si vede una striscia orizzontale scura che percorre l'immagine, mentre nello stesso tempo fluttuano anche l'imprecisione del movimento e l'intensità della « seconda » figura di interferenza.

Si possono limitare gli inconvenienti elencati in modo da ottenere ancora risultati assai soddisfacenti scegliendo opportunamente la corrente fotoelettrica media e la corrente del fascio analizzatore dell'iconoscopio d'immagine. Tuttavia un mezzo più radicale consiste nell'*egualizzare le due frequenze d'immagine*,

vale a dire facendo funzionare durante il relé il sistema a 625 linee, indipendentemente dalle reti elettriche continentali, con la frequenza d'immagine inglese che è data dagli impulsi di sincronismo verticale contenuti nel segnale inglese.

Nel relé del giugno 1953 si procedette, finchè possibile, con frequenze d'immagine uguali. Tuttavia la catena dei ponti radio tra Londra e Breda era più o meno perturbata. Il convertitore di standard allora o non riceveva del tutto impulsi di sincronizzazione verticale o riceveva impulsi mal definiti, rendendo molto instabile la sincronizzazione sui ricevitori del sistema a 625 linee, ciò che riusciva spiacevole per gli spettatori. In casi simili è preferibile rinunziare alla uguaglianza delle frequenze d'immagine e ridurre il più possibile l'inconveniente nel modo anzidetto, regolando opportunamente la corrente fotoelettrica media e la corrente del fascio analizzatore.

Descrizione dell'insieme.

Il convertitore di standard è riprodotto nella figura 7. Esso era installato in doppio in un rimorchio che, durante il relé del giugno 1953, si trovava ai piedi del campanile di Breda (ved. art. 1 già citato). Sul campanile si trovavano un ricevitore hertziano diretto su Anversa e due trasmettitori hertziani diretti rispettivamente verso Lopik ed Eindhoven.

L'insieme si compone di due parti: la prima, il tubo catodico e suoi accessori, funzionante su 405 o su 819 linee; la seconda, il tubo analizzatore con tutti i suoi annessi, funzionante su 625 linee. Ciascuna di queste parti è realizzata in forma di tre elementi trasportabili (1, 2, 5 e 3, 4, 6 sulla figura 7).

Fig. 7. — I sei elementi portatili che costituiscono il convertitore standard adoperato a Breda: 1 contiene il tubo catodico, l'amplificatore di uscita video e l'oscillatore che fa oscillare lo « spot »; 2 contiene il primo amplificatore video, i generatori di corrente a dente di sega del tubo ricevente e gli organi di comando; 3 è la camera con l'iconoscopio di immagine, tipo 5854, due tubi amplificatori delle correnti a denti di sega di spazzolamento e un preamplificatore del segnale immagine; 4 contiene il secondo amplificatore del segnale immagine, i generatori delle correnti a dente di sega e gli organi di comando; 5 e 6 sono gli apparecchi di alimentazione. All'estrema destra un tubo catodico di controllo.

Il tubo catodico e i suoi accessori.

Il tubo catodico è di costruzione speciale. Possiede una finestra piana di soli 12 cm di diametro e fornisce immagini molto nette; al centro il potere separatore è superiore a 900 linee. Il tubo funzionava con una tensione anodica di 25 kV e una intensità media del fascio di 40 μA. In queste condizioni la sostanza fluorescente utilizzata (willemite) fornisce, nelle regioni più chiare dell'immagine, una luminanza di circa 5000 nits (circa 16000 apostilb). La luminanza media è allora ampiamente sufficiente per far funzionare l'iconoscopio d'immagine senza segnali parassiti fastidiosi.

Il generatore di tensione a dente di sega per lo spazzolamento verticale può essere regolato mediante un commutatore su 405, 819 e 625 linee (quest'ultima cifra per poter provare gli apparecchi anche quando non sono disponibili segnali inglesi o francesi).

È molto importante che i due movimenti di analisi del tubo catodico abbiano una sincronizzazione particolarmente stabile. Perciò, per lo spazzolamento orizzontale, è stato previsto un circuito avente funzione di volano, regolabile sui tre standard. Il circuito volano riduce considerevolmente l'influenza di irregolarità momentanee negli impulsi di sincronizzazione orizzontale e quella di perturbazioni impulsive [4].

Tuttavia nemmeno questo metodo raggiunge lo scopo desiderato quando gli impulsi entranti di sincronizzazione orizzontale sono in qualche misura modulati di frequenza (per esempio, una modulazione di 50 Hz provocata dall'alimentazione del generatore degli impulsi di sincronizzazione). Allorchè ciò avviene e si utilizza un circuito volano, i lati della trama e tutte le linee verticali dell'immagine sono spiccatamente contorti. Per questa ragione il circuito volano può essere messo fuori circuito. Durante le emissioni del giugno 1953 i segnali di sincronizzazione erano quasi sempre tali da consentire l'utilizzazione del circuito volano.

Secondo un metodo spesso applicato per la sincronizzazione dello *spazzolamento verticale*, i segnali di sincronizzazione agiscono su un circuito RC integratore. La tensione ai capi del condensatore di questo circuito varia considerevolmente soltanto durante la durata del segnale di sincronizzazione *verticale*, ed è il passaggio attraverso un certo valore critico che determina l'istante in cui ha luogo il cambiamento di trama. Un metodo così semplice è insufficiente per un convertitore di standard che debba funzionare sicuramente per tre norme differenti che sono molto dissimili per quanto riguarda la forma del segnale di sincronizzazione verticale. Noi abbiamo ottenuto un funzionamento soddisfacente utilizzando un montaggio a *doppia integrazione*.

Abbiamo già spiegato più avanti come il livello del nero era fissato mediante « clamping » per il segnale a 625 linee. Qualche cosa di simile ha luogo per il segnale a 425 linee, all'occorrenza mediante un circuito di « clamping » agente sulla griglia di comando del tubo finale dell'amplificatore video che precede il tubo catodico. È il ripiano posteriore del segnale di sincronizzazione orizzontale che serve da livello di riferimento. Poichè tuttavia non si è certi che il segnale entrante avrà sempre un ripiano posteriore conveniente, questo « clamping » può essere messo fuori circuito.

---

[4] Neeteson P. A.: « Rev. techn., Philips », XIII, 332-344, 1951-1952 (n. 11).

Il tubo analizzatore e i suoi accessori.

La camera (3 nella figura 7) contiene come tubo analizzatore un iconoscopio d'immagine tipo 5854 ([5]) cui succedono due tubi amplificatori per le correnti di spazzolamento a dente di sega e un preamplificatore del segnale d'immagine. L'obiettivo di cui la camera è provvista è un Leitz Elmar avente una distanza focale $f = 58$ mm e una apertura $f : 3{,}5$. Nella scelta dell'obiettivo si è dovuto tener conto che nel nostro caso particolare la riduzione di riproduzione è soltanto (5-6) : 1, cioè molto minore che non per gli obiettivi di camera ordinari. Poichè nel presente caso sono superflui un montaggio di obiettivo a revolver e un visore ([6]), la camera può restare molto piccola (fig. 7).

Grazie alla grande luminanza della macchia, il segnale di uscita dell'iconoscopio d'immagine era così grande da rendere superflue precauzioni particolari del rapporto segnale-rumore di fondo. Si adoperava perciò un preamplificatore di tipo classico, di cui la figura 8 riproduce lo schema.

Fig. 8. — Schema del preamplificatore incluso nella camera: 1 doppio triodo ECC 81 (le due sezioni messe in parallelo) con resistenza anodica R_a = 4200 ohm; 2 Pentodo EF 80, montato in triodo; 3 e 4 Pentodi EF 80 montati normalmente, l'ultimo con montaggio ad inseguitore catodico. R_1 (= 0,68 Mohm) resistenza di controreazione. I filamenti (f_1, f_2, f_3, f_4) sono in serie (tensione di accensione V_f) e sono messi a terra per le alte frequenze per mezzo dei condensatori (C_1, C_2, C_3, C_4).

Il primo tubo è un doppio triodo ECC 81 con i due sistemi messi in parallelo per ottenere una debole resistenza equivalente di griglia. (La resistenza equivalente di griglia è il valore di quella resistenza che, se inserita nel conduttore di griglia del tubo, provocherebbe nel circuito anodico lo stesso rumore di fondo provocato dal tubo stesso). Per evitare che il secondo tubo, un pentodo EF 80, dia un contributo ugualmente importante al rumore di fondo, esso viene montato in triodo, cosicchè non si ha rumore di fondo dovuto alla ripartizione della corrente. La griglia di questo tubo è collegata, mediante una resistenza R_1 di 0,68 Mohm, all'entrata. Si ha così una controreazione, che non migliora di per se stessa il rapporto segnale-rumore, ma crea la possibilità di utilizzare una resistenza di entrata maggiore, che consente di ottenere, questa volta, un migliore rapporto segnale-rumore.

Il terzo e il quarto tubo sono dei pentodi EF 80 montati normalmente, il secondo essendo connesso come inseguitore catodico. Dal catodo di questo tubo il segnale va per cavo al secondo amplificatore.

La resistenza d'entrata elevata del preamplificatore provoca una perdita notevole alle alte frequenze e perciò si è dato al secondo amplificatore una caratteristica di frequenza tale da compensare questa perdita. Il circuito « clamping » presente in questi amplificatori è stato considerato precedentemente.

Nel secondo amplificatore al segnale d'immagine sono aggiunti gli impulsi di soppressione e di sincronizzazione per produrre il segnale video. Tali impulsi provengono da un apposito generatore di segnali. Per quanto riguarda gli impulsi di sincronizzazione verticale, la loro frequenza di ripetizione è determinata da una tensione ausiliaria sinusoidale applicata al generatore di segnali. Questa tensione è estratta dalla corrente a dente di sega per lo spazzolamento verticale del tubo catodico ovvero, quando ciò non è possibile, prelevata dalla rete. Nel primo caso il sistema a 625 linee ha la stessa frequenza d'immagine del segnale entrante con i vantaggi di cui si è detto poc'anzi.

Benchè, in seguito alla grande velocità con cui i fotoelettroni arrivano sul bersaglio, l'iconoscopio di immagine sia relativamente insensibile ai campi elettrici e magnetici parassiti, si devono tuttavia prendere certe precauzioni se si vuole raggiungere un massimo di nitidezza. Può essere soprattutto nocivo il campo magnetico del trasformatore di accensione e dei conduttori della corrente di accensione. Perciò i filamenti dei tubi del preamplificatore sono collegati in serie (fig. 8) e così pure quelli dei tubi amplificatori per le correnti a dente di sega di spazzolamento. Conseguentemente la corrente totale di accensione è più piccola e la camera non richiede trasformatore di accensione.

Osservazioni finali.

I risultati ottenuti con l'insieme di apparecchi descritti furono molto soddisfacenti. Qualche perdita di nitidezza è naturalmente inevitabile, ma essa fu minima. Si è potuta trasferire la gradazione del segnale incidente all'immagine tradotta con grande fedeltà senza necessità di apportare qualche correzione al gamma. Non vi fu quasi traccia di segnali parassiti (macchie) provenienti dall'iconoscopio d'immagine, grazie al fatto che la brillanza dell'immagine intermedia ottica era largamente sufficiente (cosa che si sarebbe ottenuta più difficilmente con un tubo catodico più grande). In virtù anche della forte brillanza, il rapporto segnale-rumore di fondo del segnale uscente era leggermente un po' più piccolo di quello del segnale incidente. La grana o altra struttura della sostanza fluorescente non recarono praticamente alcun disturbo.

(233)

([5]) V. nota ([3]).

([6]) Le camere normali di televisione comportano un visore, sia *ottico* (di grandissima luminosità), sia *elettronico* (piccolo tubo catodico con accessori). I due tipi sono molto voluminosi in confronto al resto del contenuto della camera.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

CONTURIE L. **L'acoustique dans les batiments.**

Un volume di 284 pagine, formato cm 15 × 24 con 204 figure - Editions Eyrolles - Parigi, 1955. Prezzo Fr. 2000.

Questa opera, che ha ottenuto il premio del libro tecnico sull'edilizia, tratta dei fondamenti teorici dell'acustica ambientale sviluppandoli con notevole profondità, aggiornando la trattazione alle più recenti ricerche.

Il lato pratico non è tuttavia trascurato, ma il volume deve essere sovrattutto considerato come un solido fondamento di nozioni per chi desidera approfondire le sue conoscenze sull'argomento.

La trattazione è divisa in due parti principali: la prima è dedicata al comportamento del suono all'interno di un locale, ai dati interessanti il progetto di una sala, alla sua forma ed al rivestimento delle pareti. La seconda parte tratta invece la propagazione dei rumori in un edificio e in genere del problema dell'isolamento acustico. Conclude il volume una breve trattazione sulla sonorizzazione di un ambiente.

La trattazione è svolta ricorrendo a sviluppi matematici facilmente accessibili all'ingegnere e il quadro che si presenta al lettore è a nostro giudizio quanto mai completo per quanto riguarda quelle nozioni che possono avere un riferimento anche non immediato alla pratica.

L'indice dei capitoli, qui riportato, illustra meglio lo sviluppo dell'opera: I. *Generalità* (fino a pag. 45). - II. *Acustica delle sale dal punto di vista geometrico* (79) - III. *Materiali assorbenti* (121) - IV. *Acustica ondulatoria* (175) - V. *Protezione contro i rumori - Propagazione dei rumori* (218) - V. *Protezione contro i rumori* - VI. *Pratica dell'isolamento acustico* (253) - VII. *Sonorizzazione* (274).

Il volume è completato da una bibliografia.

È interessante notare che nella trattazione degli auditori radiofonici vengono riportati numerosi esempi di sale attraverso la loro fotografia, e fra queste uno studio di musica è quello usato per la prosa nella sede di Milano.

(245) G. S.

CORSO DI PERFEZIONAMENTO IN ELETTROTECNICA DEL POLITECNICO DI TORINO

Come di consueto presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » si terrà, anche quest'anno, il Corso di perfezionamento in Elettrotecnica suddiviso in due sezioni: *Elettromeccanica* e *Comunicazioni elettriche* (sottosezioni, Radiotecnica e Telefonia).

Per ciascuna delle Sezioni o Sottosezioni il Corso consiste in insegnamenti speciali, come risulta dalla tabella riportata, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico, da esercitazioni e prove teoriche e sperimentali e da visite e sopraluoghi.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria, in fisica od in matematica e fisica. Il Corso rilascia un certificato di perfezionamento in elettrotecnica con l'indicazione della specializzazione.

Possono venir ammessi al Corso gli Ufficiali di artiglieria, genio e marina, che abbiano superato gli esami dei rispettivi corsi di applicazione, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi viene rilasciato un certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgono durante la sessione estiva ed autunnale. La prova finale ha luogo nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato abbia svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Gli iscritti al Corso possono chiedere di essere ammessi a seguirlo come allievi interni. Gli allievi interni frequentano l'Istituto con orario normale dal 10 gennaio alla fine di dicembre esclusi due mesi di ferie: essi seguono l'attività normale del Reparto dell'Istituto cui vengono assegnati.

Agli allievi interni più meritevoli possono essere assegnate borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese, dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e da altri Enti. Possono altresì essere concessi agli allievi speciali premi. L'esito del Corso può essere considerato come titolo di preferenza per una eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Le lezioni avranno inizio il 9 gennaio 1956 e termineranno il 30 giugno 1956.

Per le norme relative alle iscrizioni e alle borse di studio che i candidati possono godere e per ogni altra informazione, rivolgersi alla Segreteria del Politecnico (Castello del Valentino), Torino.

SEZIONE ELETTROMECCANICA	
Corsi annuali:	
1. Complementi di macchine elettriche	A. CARRER, S. GRECO
2. Alte tensioni	C. DE BERNOCCHI, G. FAGGIANO
3. Complementi di impianti elettrici	G. QUILICO, S. B. TONIOLO, B. COLOMBO
4. Apparecchi ionici	A. ASTA
5. Metrologia e complementi di misure elettriche	P. LOMBARDI
Corsi quadrimestrali:	
6. Tecnologie delle macchine elettriche	G. C. ANSELMETTI
7. Tecnologie degli impianti elettrici	A. BRAMBILLA
8. Misure industriali sugli impianti elettrici	E. SAINT PIERRE
9. Materiali magnetici, conduttori e dielettrici	B. LAVAGNINO
Esami di gruppo: 1-6; 7-8.	

SEZIONE COMUNICAZIONI ELETTRICHE — Sottosezione radiotecnica	
Corsi annuali:	
1. Propagazione e antenne	M. BOELLA
2. Circuiti con tubi elettronici	M. SOLDI
3. Misure radioelettriche	G. EGIDI, G. GREGORETTI
Corsi quadrimestrali:	
4. Metrologia	P. LOMBARDI
5. Rappresentazione del campo elettromagnetico	G. ZIN
6. Elettroacustica	G. B. MADELLA
7. Radiolocalizzazione	C. EGIDI
8. Radiotrasmettitori	G. GREGORETTI
9. Radioricevitori	G. DILDA
10. Tecnica delle forme d'onda	M. SOLDI
11. Tecnica delle microonde	G. ZITO
Corsi monografici:	
Tecnica televisiva	C. EGIDI
Elettronica industriale	G. GREGORETTI
Misure sui tubi elettronici	R. FERRERO
Esami di gruppo: 2-10; 3-6; 4-5; 7-11; 8-9	

SEZIONE COMUNICAZIONI ELETTRICHE — Sottosezione telefonia	
Corsi annuali:	
1. Telefonia manuale e automatica	M. MEZZANA, M. GANDAIS
2. Trasmissione telefonica	R. POSSENTI, L. PIVANO
3. Teoria dei circuiti	G. SACERDOTE
4. Misure telefoniche	G. TATTARA
5. Metrologia e complementi di misure elettriche	P. LOMBARDI
Corsi quadrimestrali:	
6. Acustica telefonica	A. GIGLI
7. Linee e reti	G. FUSINA
8. Tecnologia dei materiali telefonici	A. COSIMI
Corsi monografici:	
Telegrafia	G. GELMI
Cavi telefonici	G. GREGORETTI
Misure acusticotecniche	G. SACERDOTE
Esami di gruppo: 2-5; 6-7.	

I corsi monografici non sono oggetto di esame. Tuttavia sulla materia di uno almeno dei corsi monografici, a scelta del candidato, dovrà svolgersi un colloquio del cui esito sarà tenuto conto in sede di prova finale del corso.
I frequentatori di una delle Sottosezioni di Comunicazioni Elettriche possono chiedere tempestivamente alla Direzione di permutare l'iscrizione ad uno o due dei corsi indicati per detta Sottosezione con l'iscrizione a uno o due corsi equipollenti dell'altra Sottosezione.

ERI **Edizioni Radio Italiana**

Libri d'arte

BERNARD BERENSON

DISEGNI DI MAESTRI FIORENTINI DEL RINASCIMENTO IN FIRENZE

L. 9000

Ricca raccolta di disegni dovuti ai più grandi pittori italiani del Quattrocento e Cinquecento: Paolo Uccello, Pollajuolo, Benozzo Gozzoli, Verrocchio ed altri. Bernard Berenson ha scritto la relativa nota introduttiva e le schede critiche che accompagnano le riproduzioni, recando il frutto della sua vasta dottrina e squisita sensibilità.

G. B. ANGIOLETTI
PIERO BIGONGIARI

TESTIMONE IN GRECIA **L. 7000**

Due noti scrittori, G. B. Angioletti e Piero Bigongiari, illustrano il classico mondo dell'Ellade e dell'Egeo ridestando il fascino e la suggestione di un grande passato. Edizione numerata con 202 illustrazioni, delle quali 12 in quadricromia.

LIONELLO VENTURI
GIOVANNI CARANDENTE

IL PERUGINO - GLI AFFRESCHI DEL COLLEGIO DEL CAMBIO

L. 7000

Volume d'arte, nel quale, in grandi tavole a colori, viene data una completa documentazione degli affreschi che Pietro Perugino realizzò negli ultimi anni del '400 sulle pareti del Collegio del Cambio in Perugia. In due vivi saggi di presentazione, con penetrante sensibilità e profonda cultura, Lionello Venturi, informa sull'arte del Perugino e Giovanni Carandente illustra i noti affreschi.

RICCARDO BACCHELLI
ROBERTO LONGHI

TEATRO E IMMAGINI DEL SETTECENTO ITALIANO **L. 6500**

Vigorosa sintesi di Riccardo Bacchelli sulla scena italiana del Settecento e profondo studio di Roberto Longhi sui rapporti fra teatro ed arti figurative. Edizione numerata con 9 illustrazioni in quadricromia e 60 in bianco e nero.

Edizioni Radio Italiana ERI

Saggi

GIUSEPPE CARACI

IL PETROLIO **L. 900**

Vasta e dotta rassegna tecnico scientifica, con particolare riferimento ai giacimenti italiani, dei fondamentali problemi riguardanti la formazione geologica dei petroli, i metodi di ricerca e di estrazione, la loro utilizzazione. Il volume è corredato da grafici, tavole e cartine esplicative.

GIANI STUPARICH

PICCOLO CABOTAGGIO **L. 500**

Raccolta di conversazioni trasmesse da Radio Trieste nell'« *onda degli anni difficili* ». Sono spunti rivolti a chiarire problemi soprattutto morali; una voce sempre nobile ed elevata che suona d'avvertimento e di conforto, di coscienza nazionale e di solidarietà umana.

Corsi di lingue

JOLE GIANNINI

PASSAPORTO PER L'INGHILTERRA

L. 1200

Manuale redatto con nuovi criteri improntati a grande praticità e con il materiale utilizzato dall'autrice per il corso da lei curato alla televisione. In particolare le 270 illustrazioni e i disegni, dovuti alla gustosa vena di Marcello Piccardo, che ricorrono ad ogni pagina, contribuiscono efficacemente a fissare nella mente vocaboli ed espressioni di uso corrente. La sperimentata e comprovata efficienza del metodo cui si uniforma questo *Passaporto* lo rende utilizzabile anche da chi non abbia avuto la possibilità di assistere alle relative trasmissioni televisive.

In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - *Via Arsenale, 21 - Torino, che invierà i volumi franco di ogni spesa contro rimessa anticipata dei relativi importi.*

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFARO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO